SERWIS ELEKTRONIKI

RTV, CD, VCR
SAT, DAT ...

ISSN-1425-4395 5/97(15) CENA 6 zł

- Rozgryzamy.... zasilacze (c.d.)
- Telewizory Curtis charakterystyka ogólna
- Naprawa gier telewizyjnych tyu PEGASUS
- Nowe układy pamięci EEPROM z magistralą I²C
- Porady serwisowe dotyczące chassis firmy Philips



SERWIS ELEKTRONIKI

5/97 Maj '97 NR15

Od Redakcji

Odnotowaliśmy już pierwszy odzew Czytelników na naszą prośbę dotyczącą nadsyłania materiałów do rubryki „Porady Serwisowe”. Będzie to z pewnością niebagatelny przyczynek do uatrakcyjnienia informacji pojawiających się w tym dziale.

W następnym numerze zakończony zostanie cykl artykułów omawiających teoretyczne podstawy budowy i działania magnetowidów. W ślad za tym pójdą opracowania przedstawiające te zagadnienia z praktycznego punktu widzenia. Będą one oczywiście bazowały na informacjach przedstawionych do tej pory.

Podobnie chcemy potraktować inne tematy, które chociaż nie są nowością w rozwiązaniach sprzętowych to niejednokrotnie dla naprawiającego stanowią poważny problem. Z pewnością jest nim system nadawania fonii NICAM, który w sprzęcie funkcjonuje od dawna. Coraz częściej mówi się u nas w kraju o nadawaniu fonii w tym standardzie. Dla wielu ludzi zajmujących się serwisem będzie to temat zupełnie nowy. Chcielibyśmy rozpocząć ten temat od przedstawienia gruntownych podstaw teoretycznych. Wszyscy ci, którzy chcą poznać zagadnienie „od podstaw” będą z pewnością zadowoleni. Zaś ci, którzy preferują podejście praktyczne będą musieli poczekać do momentu kiedy takie ujęcie zostanie zaprezentowane.

Autorzy listów widzą zapewne, że przy redagowaniu zawartości czasopisma bierzemy pod uwagę ich wskazówki. Być może niektórzy są zniecierpliwieni, że nie dzieje się to dostatecznie szybko. Pragniemy zapewnić, że żadne listy nie trafiają do kosza i jeszcze raz zachęcamy do współpracy.

W następnych numerach, między innymi:

- NICAM od podstaw
- Odbiór TV - głowice TV/VCR f-my SELTEKA
- Aparat telefoniczny TRILUX TMS-201

Na okładce:

W dobie emancypacji kobiety coraz częściej zajmują stanowiska do niedawna zarezerwowane wyłącznie dla mężczyzn.

Spis treści

Wydawca:
Wiesław Haligowski

Adres:
80-423 Gdańsk
ul. B. Chrobrego 25/5
tel./fax 44-32-57

Adres do korespondencji:
SERWIS ELEKTRONIKI
80-411 Gdańsk 11
tel./fax 44-32-57

Redagują:
Grzegorz Szóstakowski (red. naczelny), Ireneusz Lula, Lucjan Jednac, Marek Wybieralski, Bronisław Lewandowski, Bogusław Grubski, Elżbieta Dobrzyńska (sekretarz redakcji).

Wyciągi barwne:
Printing Partners Poland - Gdańsk
Druk:
Drukarnia NAZAREX
ul. Nowowiejskiego 33, 83-000 Pruszcz Gdański, tel. 83-11-22.

Czasopismo nie jest kolportowane w sieci „Ruchu”. Adresy punktów sprzedaży SERWISU ELEKTRONIKI zamieszczone są na trzeciej stronie okładki.

Rozgryzamy ... zasilacze (cz.4)
Philips od K-9 do GR1-AX

M.Krzykowski, A.Lisowski

Przedmiotem artykułu są zasilacze OTVC firmy Philips realizowane w strukturze STSI (Szeregowy Tranzystor Szeregowa Indukcyjność), występujące w wielkoseryjnej produkcji tej firmy od ponad 20 lat.

Po selekcji materiału przyjęto, że artykuł będzie zawierał omówienie:

1. Wspólnych dla wszystkich omawianych typów zasilaczy cech korzystnych i niekorzystnych, jak również wspólnych właściwości.
2. Zasilacza chassis K-9 ze względu na realizację z użyciem mało znanych w naszym kraju elementów typu SCS (*Silicon Controlled Switch* - sterowany przełącznik krzemowy), jak i wyjątkową długowieczność tych odbiorników.
3. Zasilacza chassis K-9/i - prawdopodobnie pierwszego zasilacza impulsowego OTVC Philipsa ze scalonym kontrolerem.
4. Zasilacza chassis K-12 - konstrukcji powielanej następnie w: chassis KT-2, chassis KT-3, chassis K-35.
5. Układów automatycznych przełączników napięcia zasilającego, występujących od czasów chassis KT-3 do dzisiaj w odbiornikach określanych AMV (*Auto Multi - Voltage*).
6. Zasilacza chassis CTO - reprezentatywnego również dla chassis CTX-A, CTX-B, CTX-C.
7. Zasilacza chassis GR1-AX, reprezentatywnego również dla chassis GR1-A.

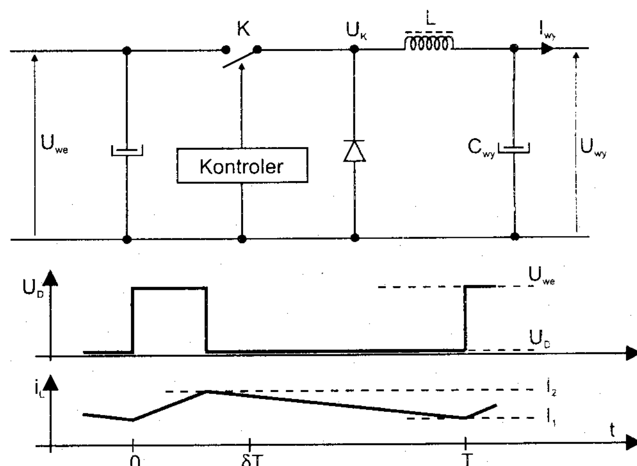
Zarówno objętość materiału, jak i chęć dołączenia pewnych informacji serwisowych przydatnych podczas napraw chassis GR1-AX spowodowały podział artykułu - punkty 4, 5, 6 i 7 ukażą się w następnym numerze pisma.

1. Zasilacz impulsowy (przetwornica) o strukturze STSI (Szeregowy Tranzystor Szeregowa Indukcyjność)

Przedstawiona na Rys. 1 przetwornica posiada wiele zalet oraz jedną wielką a nieusuwalną prostymi i/lub tanimi metodami wadę, a mianowicie: ***Łączy galwanicznie zasilany nią OTVC z siecią zasilającą.*** Zmusza to do stosowania kondensatorów i/lub transformatorów separujących wysokiej częstotliwości pomiędzy tunerem a gniazdem antenowym, izolowanych (np. transoptorami) wejść AV oraz **bezwzględnie wymaga stosowania sieciowego transformatora separującego podczas napraw odbiornika.**

Do niewątpliwych zalet tej struktury należą:

- najniższy koszt uzyskania żądanych parametrów oraz elastyczność konstrukcyjna pozwalająca na łatwą modyfikację parametrów i dostosowanie do zmieniających się potrzeb.
- łatwość uzyskania bardzo małego poziomu generowanych przez przetwornicę zakłóceń i spełniania coraz bardziej zaostrzanych norm chroniących czystość widma elektromagnetycznego.



Rys.1. Struktura STSI przetwornicy i przebiegi czasowe.

Najniższy koszt produkcji wynika z najlepszego ze wszystkich możliwych struktur przetwornic wykorzystania tranzystora kluczującego i diody kluczującej.

Jeżeli przyjąć, że napięcie wejściowe zmienia się w zakresie:

$$U_{we,min} \leq U_{we} \leq U_{we,maks}$$

przy czym musi być oczywiście spełniony warunek:

$$U_{we,min} > U_{wy}$$

a tętnienia prądu dławika spełniają warunek:

$$\Delta I_L = I_2 - I_1 \leq \Delta I_{L,maks}$$

otrzymuje się wymagania na tranzystor kluczujący i diodę (takie same!)

$$U_{CEO} \geq U_{we,maks} \qquad I_{C,nas} \geq I_{wy} + \Delta I_{L,maks}$$
$$U_R \geq U_{we,maks} \qquad I_{FR} \geq I_{wy} + \Delta I_{L,maks}$$

Powyższy warunek w przeciętnie energochłonnym odbiorniku oraz po przyjęciu stosownych marginesów bezpieczeństwa otrzymuje postać:

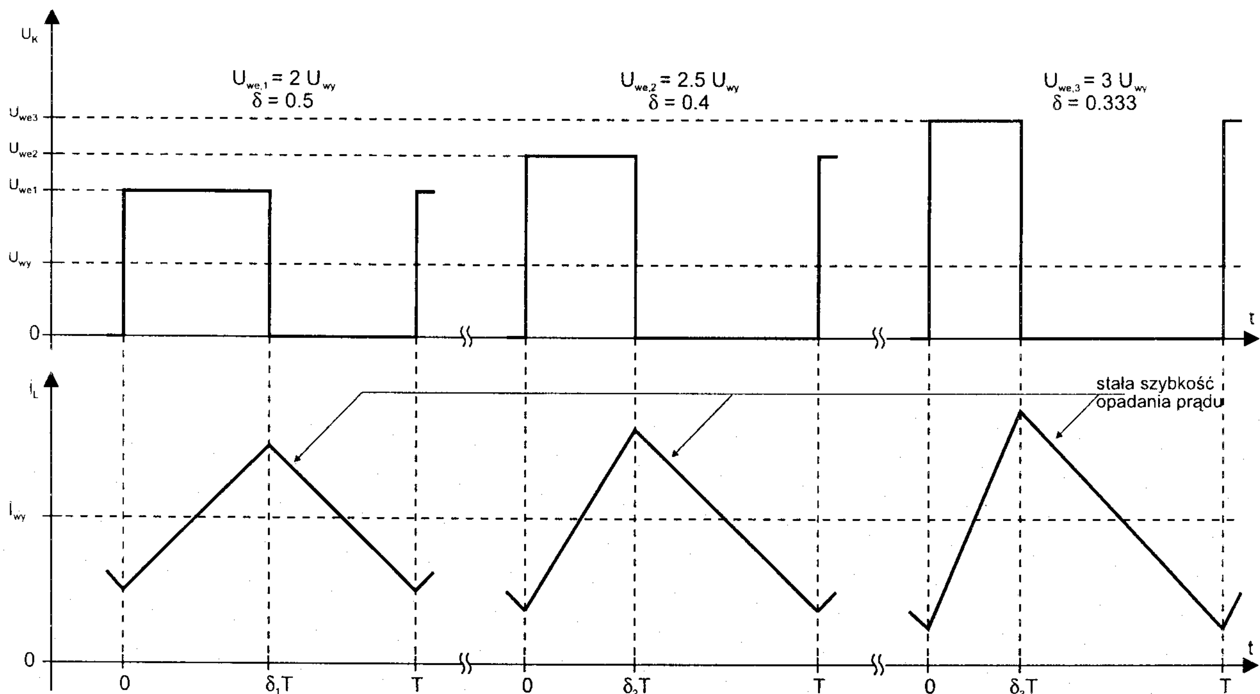
$$U_{CEO} \geq 400V, \quad I_{C,nas} \geq 1.0\,A, \quad U_R \geq 400V, \quad I_{FR} \geq 1.0A$$

Powyższy warunek spełniają z zapasem najtańsze z elementów produkowanych z przeznaczeniem do pracy w zasilaczach impulsowych.

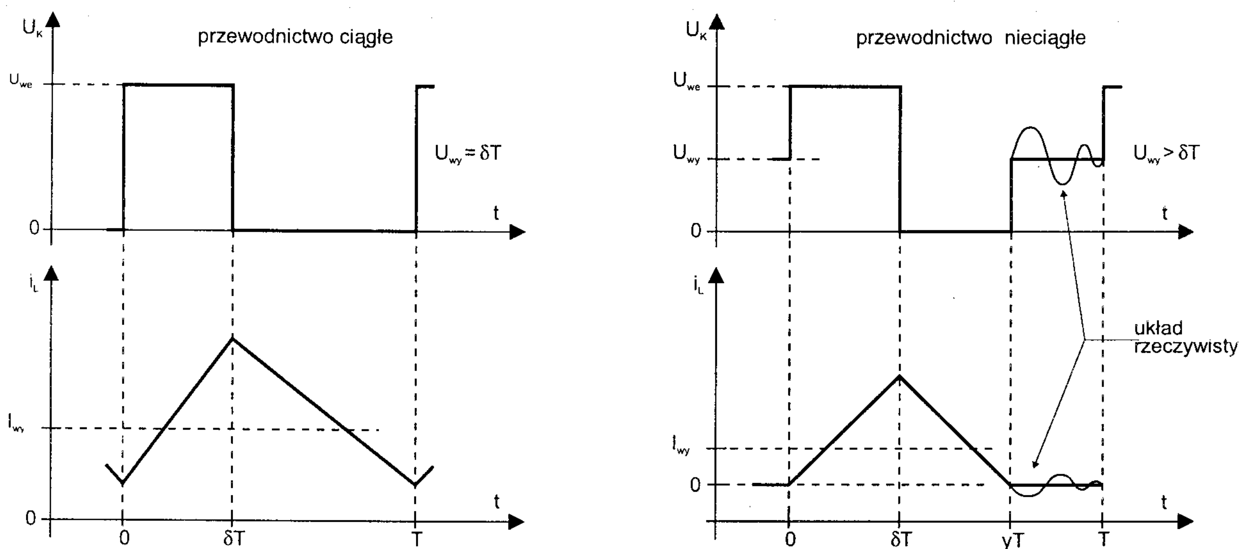
Sposób stabilizacji U_{wy} przy zmianach U_{we} zobrazowano na rysunku 2.

Generalnie przetwornice STSI, podobnie jak i inne konfiguracje pracują w jednym z dwóch trybów przewodnictwa: ciągłym albo nieciągłym. Przebiegi napięć i prądów w przetwornicy STSI w zależności od typu przewodnictwa przedstawia rysunek 3.

Nie są konstruowane przetwornice o zmiennym typie przewodnictwa, zależnym od chwilowych warunków pracy. Przy-



Rys. 2. Prawidłowe przebiegi w przetwornicy STSI dla różnych napięć wejściowych przy stałych: częstotliwości pracy, prądzie obciążenia i napięciu wyjściowym.

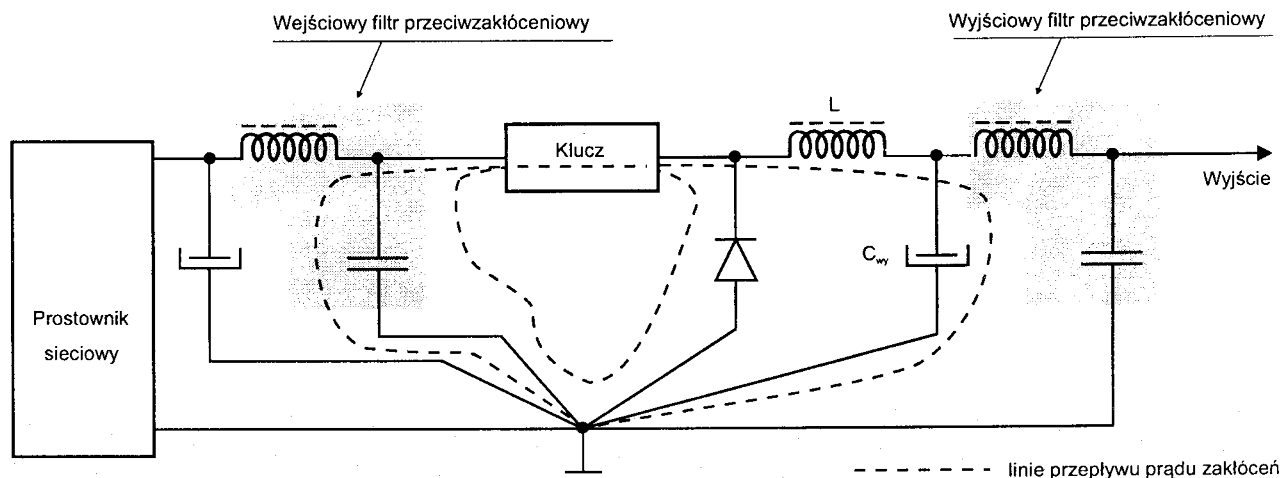


Rys. 3. Przebiegi napięć i prądu w przetwornicy STSI w zależności od typu przewodnictwa.

czyną jest bardzo duża zmiana właściwości przetwornicy przy zmianie typu przewodnictwa. Zmiana taka ma jednak bardzo często miejsce podczas prac serwisowych. Zauważyć należy, że przewodnictwo nieciągłe, charakteryzujące się występowaniem „przerw" w przepływie prądu przez dławik (formalnie: większymi od zera przedziałami czasu powtarzanymi w każdym cyklu pracy, w których prąd indukcyjności szeregowej jest równy zeru) wystąpi w każdej przetwornicy STSI przy niedostatecznym jej obciążeniu. Przejście przetwornicy projektowanej od pracy z przewodnictwem ciągłym do pracy z przewodnictwem nieciągłym wywołuje przeważnie niewielki wzrost jej napięcia wyjściowego, rzadziej niestabilność pracy (różnego rodzaju „piszczenia"). Pracy niestabilnej można natomiast oczekiwać przy całkowitym braku obciążenia, stąd zalecane jest zawsze wstępne obciążenie uruchamianej „solo" przetwornicy. Można do tego celu użyć żarówek oświetleniowych, które przy napięciach rzędu 100V÷150V obciążają przetwornicę prądem $I_Ż$ o wartości:

od: $I_{Ż,100V} = 0.68 \frac{P_{Ż,nom}}{220V}$ do: $I_{Ż,150V} = 0.82 \frac{P_{Ż,nom}}{220V}$

Z doświadczeń wynika, że zestaw żarówek: 15W, 25W, 40W, 75W, 100W pokrywa praktycznie cały zakres potrzebnych obciążeń. Jedynym problemem związanym z użyciem żarówek jako obciążenia jest ich prąd rozruchowy („zimny"), większy 8÷2 razy od prądu nominalnego. W przetwornicach o szybko narastającym napięciu wyjściowym prąd rozruchowy żarówek wywołuje zadziałanie układów zabezpieczających i jedyną metodą uzyskania obciążenia zbliżonego do nominalnego przy użyciu żarówek jest uruchomienie na jednej a następnie dołączenie do wyjścia pracującej przetwornicy następnych żarówek



Rys. 4. Zasada „masy jednopunktowej".

małej mocy, aż do uzyskania żądanego obciążenia. Inną metodą, zupełnie niedocenianą przez znakomitą większość, jak możemy przypuszczać, Szanownych Czytelników jest użycie jako obciążenia miernika mocy wyjściowej, przeznaczonego zasadniczo do pomiarów akustycznych wzmacniaczy mocy. Miernik ten oczywiście niczego mierzył nie będzie, znakomicie posłuży natomiast swoim zestawem przełączanych rezystorów (o mocy rzędu 50÷100W) jako dość dowolnie dające się nastawiać obciążenie. Ponieważ także mierniki mierzą sygnał dopiero powyżej pewnej granicznej częstotliwości - nie ma sensu włączanie ich zasilania, prąd obciążenia można mierzyć włączając w szereg z obciążeniem amperomierz. Przeważnie nie jest to konieczne, wystarczy „w rozumie" podzielić napięcie wyjściowe (to się przecież mierzy!) przez odczytaną ze skali rezystancję obciążenia. Naprawiając przetwornicę STSI „po piorunie" albo „po fachowcu" często staje się przed dylematem, w jaki sposób naprawić uszkodzone ścieżki płytki drukowanej. Istnieje tylko jedna możliwość - postarać się o możliwie dokładne odtworzenie ich przebiegu, szczególnie ścieżek masy. Przetwornica STSI umożliwia bowiem bardzo prostą redukcję generowanych zakłóceń przez zastosowanie zasady „masy jednopunktowej" (patrz rys. 4). Brak takiej „jednopunktowej masy" w przypadku chassis GR1-AX powoduje, że każde dotknięcie sondą oscyloskopu wywołuje „zająknięcie się" przetwornicy. W poprzednich rozwiązaniach przetwornic Philipsa taką „jednopunktową masą" jest wprowadzenie ujemne wielosekcyjnego głównego kondensatora elektrolitycznego. Zalety masy jednopunktowej widać po znikomej ilości elementów sieciowego filtru przeciwzakłóceniowego. Naprawiając ścieżki należy unikać „własnych pomysłów" - jeden „mostek" pomiędzy np. ścieżkami masy może dać zupełnie nieoczekiwane efekty!

2. Przetwornica chassis K-9; Rys. 6, Rys. 7.

Kontroler układu przetwornicy wykorzystuje elementy SCS (*Silicon Controlled Switch* - sterowany przełącznik krzemowy) będący w istocie strukturą tyrystorową z wyprowadzonymi obiema bramkami - anodową Ga, niezmiernie rzadko spotykaną w tyrystorach, oraz katodową Gk, typową dla tyrystorów. Dioda narysowana linią przerywaną na Rys. 5 zmniejszając prądowe wzmocnienie tranzystora PNP dobrze oddaje wprowadzone na etapie domieszkowania zróżnicowanie parametrów tranzystorów NPN i PNP. W omawianym kontrolerze użyte są dwa typy elementów SCS, a mianowicie BR101 i BRY39. Parametry tych elementów zebrane są w tabeli 1.

Elementy układu kontrolera pełnią następujące funkcje:

Q101 - generator 18 kHz

Kondensator C101 ładuje się poprzez rezystor R101. Gdy napięcie katody Q101 opadnie do poziomu polaryzującego w kierunku przewodzenia złącza B-E tranzystora NPN następuje załączenie struktury tyrystorowej i rozładowanie kondensatora C101. Jednocześnie z załączeniem tyrystora następuje wzrost napięcia dzielnika R102 R103 prądem wypływającym z bramki katodowej Gk. Prąd wypływający z Gk zwiększa prąd podtrzymania tyrystora ułatwiając jego wyłączenie po rozładowaniu C101. Znów rozpoczyna się ładowanie C101 itd.

Q201 - układ formowania impulsu

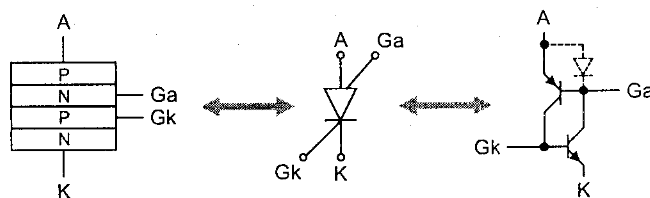
Podczas dodatniego skoku napięcia na dzielniku R102 R103 następuje ładowanie kondensatora C201. Po wyłączeniu się tyrystora opadające napięcie dzielnika R102 R103 przenosi się za pośrednictwem C201 na bazę Q201 wyłączając go. Następuje rozładowywanie C201 za pośrednictwem R201. Q201 włącza się po osiągnięciu przez prawą okładkę C201 napięcia równego napięciu załączenia baza - emiter Q201. Na kolektorze Q201 pojawia się krótki impuls dodatni trwający tyle czasu, ile rozładowuje się C201.

Q301 - wzmacniacz regulacyjny

Porównuje napięcia odniesienia (IC301) z częścią napięcia wyjściowego. Spadek napięcia wyjściowego przetwornicy wywołuje wzrost prądu kolektora Q301 i odwrotnie.

Q401 - modulator

Krótki impuls dodatni z kolektora Q201 powoduje podtrzymanie włączenia Q401. Tylne zbocze tego impulsu powoduje wyłączenie Q401. Po wyłączeniu Q401 następuje proces ładowania C401 sumą prądów rezystora R404 i kolektora Q301.



Rys. 5. Struktura, symbol i układ zastępczy elementu SCS.

Tabela 1. Parametry elementów BR101 i BRY39.

Parametr (warunki dodatkowe) Parametr (warunki dodatkowe)	Symbol	Jedn.	BR101			BRY39		
			min	typ	maks	min	typ	maks
Wartości graniczne								
Napięcie kolektor - baza NPN (A niedołączone)	V_{CBO}	V			50			70
Napięcie kolektor - baza PNP (K niedołączone)	$-V_{CBO}$	V			50			70
Napięcie kolektor - emiter NPN (R_{BE} = 10k$_\Omega$)	V_{CER}	V			50			70
Napięcie kolektor - emiter PNP	$-V_{CEO}$	V			50			70
Napięcie baza - emiter NPN	$-V_{BEO}$	V			5			5
Napięcie baza - emiter PNP	V_{EBO}	V			50			70
Prąd emitera, NPN, PNP	$\|I_E\|$	mA			175			175
Powtarzalny impulsowy prąd emitera NPN, PNP (t_{imp}=10$_\mu$s, $_\delta$=0,01)	$\|I_{ERM}\|$	A			2.5			2.5
Prąd kolektora, NPN	I_C	mA			175			175
Moc strat (t_{otocz}=25 °C)	$P_{całk}$	mW			275			275
Temperatura pracy złącza	T_j	°C			150			150
Wartości charakterystyczne przy T_j=25°C								
Napięcie nasycenia NPN (I_C=10mA, I_B=1mA)	$V_{CE,nas}$	V			0.05			0.05
Napięcie nasycenia NPN (I_C=10mA, I_B=1mA)	$V_{BE,nas}$	V			0.09			0.09
Wzmocnienie prądowe, NPN (I_C=10mA, V_{CE}=2V)	h_{FE}		50			50		
Częstotliwość graniczna, NPN (I_C=10mA,V_{CE}=2V)	f_T	MHz		300			300	
Wzmocnienie prądowe, PNP (I_E=1mA, V_{CB}=0)	h_{FE}		0.25		2.5	0.25		2.5
Napięcie przewodzenia (I_A=50mA, I_{Ga}=0, R_{GK-K} = 10k$_\Omega$	V_{AK}	V			1.4			1.4
Napięcie przewodzenia (I_A=1mA, I_{Ga}=10mA, R_{GK}=10k$_\Omega$)	V_{AK}	V			12			1.2
Prąd podtrzymania (I_{Ga}=10mA, G_K-10k$_\Omega$- -2V)	I_H	mA			1.0			1.0

Po osiągnięciu przez anodę Q401 napięcia przewodzenia równego w przybliżeniu U_{Ga}+0,6V następuje załączenie Q401, rozładowanie C401 i oczekiwanie na impuls wyłączający. Zwiększenie prądu Q301 skraca czas stanu wyłączenia Q401.

Q501 - wzmacniacz sterujący tranzystorem mocy

Podczas wyłączenia Q401 tranzystor Q501 jest załączony prądem płynącym poprzez R405, R406, R407, C402. Załączenie Q501 powoduje wyłączenie tranzystora mocy T170 oraz gromadzenie energii w transformatorze S175. Włączenie Q401 powoduje wyłączenie Q501. Zgromadzona w S175 energia oddawana jest do obwód baza-emiter T170 powodując jego włączenie.

Q601 - układ wyłączający

Spełnia funkcję zabezpieczenia nadprądowego (obwód bramka katodowa - katoda, do którego doprowadzone są impulsy z rezystora próbkującego R182 umieszczonego na płycie zasilacza). Załączenie się Q601 powoduje znaczną redukcję napięcia odniesienia i wyłączenie przetwornicy. Wyłączenie „zdalne" odbywa się przez wymuszenie spadku napięcia anody Q601 prądem pobieranym przez układ zdalnego sterowania.

Q602 - układ wyłączający

Spełnia funkcję pomocniczą - wyłączenie Q602 (Q601 włączony) umożliwia utrzymanie stanu przewodzenia Q501 przetwornicy wyłączonej, a tym samym przepływ prądu kolektora przez S175, R177, R178 i utrzymanie S175 w stanie gotowości do włączenia tranzystora mocy. Prąd włączający Q501 płynie poprzez R179 (płyta zasilacza) i R501. Wyłączenie Q601 powoduje włączenie Q602 i od tego momentu pełną kontrolę nad Q501 przejmuje modulator.

Reasumując, proces regulacji (stabilizacji) napięcia U_{wy} w omawianym typie przetwornic przebiega następująco:

- generator z Q101 wyznacza częstotliwość pracy przetwornicy (18kHz).
- regulacji podlega czas wyłączenia Q401 włączenia Q501 wyłączenia T170.
- zmniejszenie U_{wy}zmniejszenie $t_{wył}$, Q401 zmniejszenie $t_{wył}$, T170zwiększenie $t_{włącz}$, T170 przywrócenie ustalonego U_{wy} Odwrotnie przebiega regulacja przy zwiększeniu U_{wy}.

Warto zauważyć, że charakterystyki modulatora i wzmacniacza regulacyjnego dobrane są tak, że zapewniają realizację tzw. „miękkiego startu".

Układ ochrony nadnapięciowej zrealizowano z użyciem tyrystora T189 zwierającego wyjście przetwornicy małą rezystancją (R188, R189) po przekroczeniu progu wyzwalania określonego sumą napięć diod GR188, GR185, GR187. Układ ten wykorzystywany jest również w większości odbiorników do ochrony przed przeciążeniem transformatora linii i powielacza.

Uwaga serwisowa: *Jeśli zasilacz wydaje się dobry, a w odbiorniku „próbkuje" należy sprawdzić, czy wykorzystywany jest styk 2/K3 (czy jest przewód we wtyku). Jeśli tak, należy sprawdzić część obwodu wysokiego napięcia dochodzącą do 2/K3.*

3. Przetwornica chassis K-9/i z rys. 8

Przetwornica niemal identyczna z K-9, lecz z kontrolerem zbudowanym z wykorzystaniem układu scalonego TDA2640. Układom TDA2640, TDA2580/2581/2582 będzie poświęcony oddzielny artykuł, który ukaże się w najbliższym czasie w jednym z numerów SE.

Układy kontrolera z SCS (chassis K-9) i z TDA2640 (chassis K-9/i) wydają się być zamienne, choć autorzy nie przeprowadzali takich prób.

Rys. 6. Schemat zasilacza OTVC Philips chassis K-9

Rys. 7. Schemat modułu sterującego U190 zasilacza OTVC Philips chassis K-9

U190
Moduł sterujący

Układ ochrony nadnapięciowej

WI (+5V + +12V) Wył(≤ +3V)

Przebiegi przy obciążeniu żarówką 75W 220V wyjścia +155V

U190

GENERATOR

PAMIĘĆ

WYŁ. PRĄDOWY

WYŁ. NADNAP.

WYŁ

START

numeracja elementów pochodzi od autorów artykułu

Rys. 8. Philips chassis K-9/i - schemat zasilacza i moduł U190 zrysowany „z natury”.

DIGIT2000 - koncepcja cyfrowego odbiornika telewizyjnego (cz. 6)

ADC2310 - Przetwornik analogowo-cyfrowy sygnału audio

Lucjan Jednac

ADC2310 (*Analog to Digital Converter*) wykorzystywany jest do analogowo-cyfrowej konwersji sygnału audio w odbiornikach cyfrowych serii DIGIT2000. Przetworzony do postaci cyfrowej sygnał foniczny poddawany zastaje obróbce w układzie procesora sygnału audio. Zastosowany na końcu całego toru fonicznego przetwornik cyfrowo-analogowy przetwarza sygnał audio z powrotem do postaci analogowej, umożliwiającej sterowanie głośnikami.

Sposób włączenia układu ADC2310 w tor foniczny cyfrowego odbiornika telewizyjnego przedstawiony został na rys.1.

Uwaga: *W odbiornikach cyfrowych serii DIGIT2000 spotyka się również inne układy przetworników. Do najczęściej spotykanych należą ADC2300, ADC2301 oraz ADC2311. Są to układy kompatybilne pod względem wyprowadzeń, natomiast różnice pomiędzy nimi oraz ewentualne sposoby zamiany podane zostaną w dalszej części artykułu.*

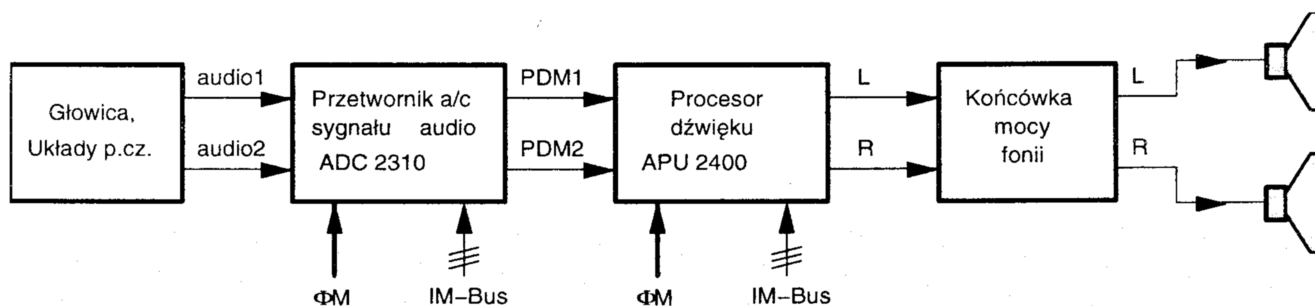
Układ ten dostępny jest w standardowej, dwurzędowej obudowie typu DIL24. Schemat blokowy przetwornika ADC2310 został przedstawiony na rysunku 2, zaś rozkład wyprowadzeń na rysunku 3.
W skład układu wchodzą następujące bloki funkcjonalne:

- dwa modulatory PDM (*pulse-density modulator*),
- pięć kluczy analogowych (S1...S5) służących do przełączania różnych źródeł sygnału audio (*analog switches*),
- układy regulacji poziomu sygnału (*level control*),
- układ dematrycowania analogowego sygnału stereo (*dematrix circuit*),
- dzielnik sygnału zegarowego (*clock divider*),
- interfejs szyny IM-Bus (*IM-Bus interface*).

1. Opis funkcjonalny

Przetwornik ADC2310, podobnie jak opisywane wcześniej układy serii DIGIT2000, sterowany jest poprzez centralny mikrokontroler sterujący za pośrednictwem magistrali IM-Bus (n.17, n.18 i n.19). Niezbędne dla poprawnej pracy układu jest również doprowadzenie zewnętrznego, głównego sygnału zegarowego (n.15), taktującego pracę również pozostałych części odbiornika. W zależności od rodzaju transmisji sygnał zegarowy jest dzielony (*clock divider*) przez :4 dla sygnału PAL oraz przez :3 dla sygnału NTSC.

W zależności od stanu klucza S1, analogowy sygnał foniczny z układu demodulatora (TV) lub ze źródeł zewnętrznych (EX) doprowadzony zostaje do modulatorów PDM, na wyjściu których otrzymuje się cyfrowy sygnał dwóch kanałów fonicznych, poddawany następnie dalszej obróbce w układzie procesora audio.



Rys. 1. Włączenie układu ADC2310 w tor foniczny odbiornika.

Tablica 1

	Kanał I	Kanał II
częstotliwość nośna fonii	5.5 MHz	5.74 MHz
sygnał foniczny		
- transmisja mono	mono	mono
- transmisja stereo	L+R	2R
- transmisja dual	dźwięk A	dźwięk B
sygnał „pilota"		
- częstotliwość nośna sygnału	-	3.5 x f_H =54.6875 kHz
- modulacja	-	AM
- głębokość modulacji	-	50%
częstotliwość modulacji „pilota" (identyfikacja rodzaju transmisji)	-	
- mono	-	sygnał niemodulowany
- stereo	-	f_H:133 = 117.5 Hz
- dual	-	f_H:57 = 274.1 Hz

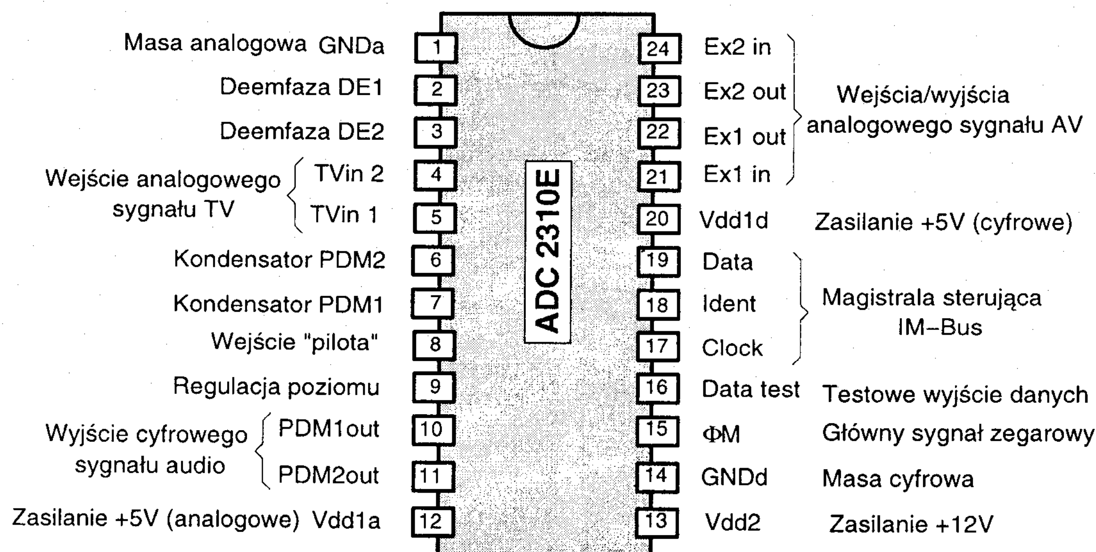
1.1. Klucze przełączające

Pięć kluczy przełączających S1...S5 (*analog switches*), sterowanych poprzez magistralę IM-Bus, decyduje o tym, które z dwóch źródeł analogowego sygnału audio (TV lub EX) pojawi się na wyjściach cyfrowych (PDM), a które na wyjściach analogowych (wyprowadzone na przykład poprzez Eurozłącze na zewnątrz odbiornika).

1.2. Układ dematrycowania

Zastosowany układ dematrycowania (*dematrix*) ma za zadanie dostarczyć na wyjścia analogowe (EXout) dwa niezależne kanały sygnału audio (L oraz R), pochodzące z układu demodulatora, który w jednym kanale niesie informację o sygnale (L+R), natomiast w drugim o sygnale (2R). Krótka charakterystyka sygnału nadawanego w systemie A2 przedstawiona została w tablicy 1.

Rys. 2. Schemat blokowy przetwornika audio ADC2310.



Rys. 3. Rozkład wyprowadzeń układu ADC 2310.

1.3. Modulatory PDM

Na podstawie analogowych sygnałów wejściowych dwa modulatory PDM (niezależnie dla każdego kanału), dostarczają na wyjście układu sygnał w formie cyfrowej. Gęstość impulsów pojawiających się na wyjściach układu zmienia się proporcjonalnie do amplitudy sygnału wejściowego. Integralną część modulatorów stanowią zawnętrzne kondensatory, dołaczone do wyprowadzeń n.6 oraz n.7 układu przetwornika.

1.4. Układ regulacji poziomu

Sterowany za pośrednictem magistrali IM-Bus układ regulacji poziomu (*level control*) umożliwia zmianę wzmocnienia sygnałów audio doprowadzonych do modulatorów PDM. Działanie układu polega na ładowaniu i rozładowaniu pojemności dołączonej do wyprowadzenia n.9 układu.

Wyłączenie układu regulacji może odbyć się zarówno w sposób programowy, jak i poprzez zwarcie tego wyprowadzenia do masy.

1.5. Interfejs szyny IM-Bus

Zastosowany w układzie interfejs służy do komunikacji z centralnym mikrokontrolerem sterującym. Za jego pośrednictwem możliwe jest między innymi:

- przełączanie kluczy analogowych,
- włączanie/wyłączanie układu dematrycowania,
- sterowanie układem wyciszania fonii,
- wybór stosunku podziału sygnału zegarowego,
- regulacja poziomu sygnału.

2. Opis wyprowadzeń

Poszczególnym wyprowadzeniom układuADC 2310 przyporządkowano następujące funkcje:

n.1 **GNDa** - masa układu (analogowa),
n.2 **DE1** - kondensator deemfazy dla kanału 1,
n.3 **DE2** - kondensator deemfazy dla kanału 2. Kondensatory dołączone do wyprowadzeń n.2 oraz n.3 tworzą układ deemfazy dla obydwu kanałów sygnału fonicznego. Układ ten ma za zadanie skompensować (stłumić) te składowe częstotliwości w sygnale wejściowym, które zostały „podbite" we wcześniejszych układach preemfazy.
n.4 **TVin2** - wejście 2 sygnału audio,
n.5 **TVin1** - wejście 1 sygnału audio. Do wyprowadzeń n.4 oraz n.5 dołączone są poprzez pojemności sprzęgające dwa kanały analogowego sygnału audio z układu demodulatora. Zgodnie z rysunkiem 2, do wyprowadzenia n.4 dołączony jest sygnał kanału prawego (2R), natomiast do wyprowadzenia n.5 suma obydwu kanałów (L+R).
n.6 **C2** - kondensator modulatora PDM2
n.7 **C1** - kondensator modulatora PDM1. Kondensatory dołączone do wyprowadzeń n.6 oraz n.7 stanowią zewnętrzne pojemności pętli sprzężenia zwrotnego dla modulatorów PDM.
n.8 **Pilot** - wejście sygnału identyfikacji rodzaju transmisji (sygnał „pilota")

Uwaga: *W stereofonicznym systemie A2 sygnał „pilota" nadawany jest w kanale drugim (łącznie z sygnałem kanału prawego 2R). Czasami zachodzi jednak konieczność doprowadzenia sygnału „pilota" niezależnie osobnym wejściem (n.8). Dzieje się tak w przypadku gdy klucz S1 przełączony jest na pracę z sygnałami zewnętrznymi (EX) oraz gdy układ regulacji poziomu (level control) uniemożliwia poprawną detekcję przy małym sygnale „pilota". Jeśli wejście to nie jest wykorzystywane, powinno być zwarte do masy.*

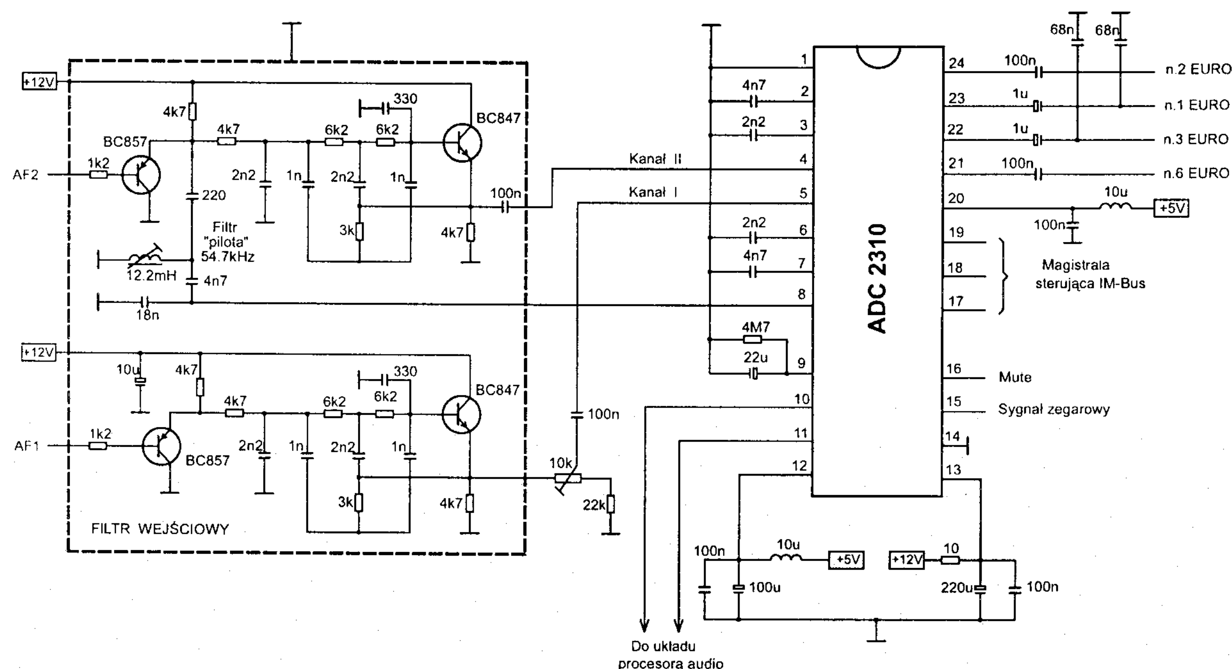
n.9 **Reg** - regulacja poziomu. Elementy RC dołączone do tego wyprowadzenia decydują o poziomie sygnałów doprowadzonych do modulatorów PDM.
n.10 **PDM1out** - wyjście kanału 1 cyfrowego sygnału audio
n.11 **PDM2out** - wyjście kanału 2 cyfrowego sygnału audio. Na wyprowadzeniach n.10 oraz n.11 pojawiają się cyfrowe sygnały obydwu kanałów fonicznych, wykorzystywane w dalszej obróbce przez procesor foniczny.
n.12 **Vdd1** - napięcie zasilania **+5V** (analogowe)
n.13 **Vdd2** - napięcie zasilania **+12V** (analogowe)
n.14 **GNDd** - masa układu (cyfrowa)
n.15 **ΦM** - wejście głównego sygnału zegarowego
n.16 **Test**- wyjście testowe
n.17 **Clock** - linia zegarowa szyny IM-Bus
n.18 **Ident** - linia identyfikacji szyny IM-Bus
n.19 **Data** - linia danych szyny IM-Bus. Linie n.17, n.18 oraz n.19 umożliwiają komunikację przetwornika z centralnym mikrokontrolerem sterującym.
n.20 **Vdd1** - napięcie zasilania **+5V** (cyfrowe)
n.21 **EXin1** - wejście 1 zewnętrznego sygnału audio
n.22 **EXout1** - wyjście 1 zewnętrznego sygnału audio
n.23 **EXout2** - wyjście 2 zewnętrznego sygnału audio
n.24 **EXin2** - wejście 2 zewnętrznego sygnału audio. Wejścia (n.21 oraz n.24) umożliwiają doprowadzenie do układu przetwornika dwóch analogowych kanałów fonicznych ze źródeł zewnętrznych. W zależności od stanu wewnętrznego przełącznika S3, na wyjściach układu (n.22 oraz n.23) mogą pojawić się zarówno sygnały zewnętrzne, jak i sygnały wytworzone w odbiorniku (zdematrycowane sygnały z układu demodulatora).

3. Parametry elektryczne

Podobnie jak i w przypadku wcześniej opisywanych układów, w tablicy 2 przedstawione zostały poprawne stany na wybranych wyprowadzeniach.

Tablica 2

Parametr	Jed.	Min.	Typ.	Max
Napięcie zasilania (n.12, n.20)	V	4.75	5.0	5.25
Napięcie zasilania (n.13)	V	11	12	14
Pobór prądu				
- ze źródła +5V (n.12+n.20)	mA		15	26
- ze źródła +12V (n.13)	mA		21	37
Tłumienie międzykanałowe	dB	60	-	-
Napięcie na wejściu sygnału ΦM (n.22)				
- amplituda	Vpp	0.8	-	2.5
- składowa stała	V	1.5	-	3.5



Rys. 4. Schemat aplikacyjny układu ADC2310.

Tablica 3

Wyprowadzenie	ADC2300	ADC2301
2, 3	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do masy	kondensator realizujący funkcję deemfazy dołączony do +5V (3.3nF)
6, 7	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do masy	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do +5V (180pF)
8	kondensator realizujący funkcję deemfazy dołączony do masy	zwarcie do masy
9	kondensator realizujący funkcję deemfazy dołączony do masy	zwarcie do masy

Tablica 4

Wyprowadzenie	ADC2310	ADC2311
2, 3	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do masy	pozostawić nie podłączone
6, 7	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do masy	kondensator używany do modulatora PDM dołączony do +5V (180pF)

4. Rozwiązanie aplikacyjne

Na rysunku 4 przedstawiony został przykładowy schemat aplikacyjny układu ADC2310 stosowany między innymi w chassis C 9000/87 firmy LOEWE.

5. Kompatybilność z innymi układami przetworników.

Jak już zostało podane na wstępie, istnieje kilka układów przetworników analogowo-cyfrowych przeznaczonych dla konwersji sygnału audio. Pomiędzy nimi zachodzi następująca zależność:

ADC2300 ------→ ADC2301
ADC2310 ------→ ADC2311

Każda nowa wersja zawiera wszystkie funkcje, które dostępne były w wersji starszej. Różnica pomiędzy wersjami ADC2301 oraz ADC2311 występuje we wzmocnieniu dodatkowych (zewnętrznych) sygnałów fonicznych. Układ ADC2311 dodatkowo przystosowany jest do współpracy z układami preemfazy na wejściu sygnałów zewnętrznych (EX).

W przypadku gdy zachodzi konieczność zamiany wyżej wymienionych układów, zalecane jest wykonanie czynności wyszczególnionych w tablicach 3 oraz 4.

5.1 Zamiana układu ADC2300 układem ADC2301

Podstawowe różnice aplikacyjne pomiędzy obydwoma wersjami układów podane zostały w tablicy 3.

5.2. Zamiana układu ADC2310 układem ADC2311

Różnice w aplikacjach układu ADC 2310 oraz ADC 2311 podane zostały w tablicy 4.

Tematem kolejnego artykułu będzie układ procesora fonicznego APU2400. ▣

Odbiorniki TRILUX TAP2111, TAP2511, TAP2811 firmy Proelco (cz. 3)

Grażyna Wielich

W trzeciej części artykułu omawiającego odbiorniki TRILUX TAP2111, TAP2511, TAP2811 przedstawiony zostanie tor fonii oraz układ zasilacza.

8. Tor fonii

Na tor fonii chassis PB250 składają się:

- tor p.cz. fonii,
- układ dyskryminatorów częstotliwości różnicowych,
- moduł stereodekodera,
- wzmacniacze sygnałów m.cz. fonii.

Na rys.6 przedstawiono tor fonii odbiorników.

Tor p.cz. fonii i układ dyskryminatorów częstotliwości różnicowych

Sygnały p.cz. fonii SIF1 i SIF2 z filtru z falą powierzchniową podawane są do wejść 1 i 16 układu scalonego IC201 TDA2545A firmy PHILIPS. W układzie tym następuje wzmocnienie sygnału p.cz. fonii w szerokopasmowym wzmacniaczu objętym wewnętrzną pętlą ARW. Kondensator układu ARW C201 przyłączony jest do wyprowadzenia 3. Po wzmocnieniu z sygnału p.cz. fonii wydzielony zostaje sygnał o częstotliwości nośnej wizji 38MHz w obwodzie L201, C204. Sygnał ten jest sygnałem odniesienia dla detektora kwadraturowego, na wyjściu którego (wyprowadzenie 12) pojawia się sygnał różnicowy fonii. Układ TDA2545A zasilany jest napięciem +12V podawanym do wyprowadzenia 11.

Sygnał różnicowy fonii z wyjścia 12 IC201 podawany jest do układu pasmowych filtrów ceramicznych FC201, FC202, FC203, FC204, które wydzielają odpowiednie (w zależności od transmisji) sygnały różnicowe. W przypadku odbioru sygnału fonii w standardzie DK sygnał różnicowy 6,5 MHz wydzielony przez filtr FC201 podawany jest do wejścia 1 układu IC202. W przypadku odbioru sygnału fonii w standardzie BG sygnał różnicowy 5,5 MHz wydzielony jest przez filtr FC202 i podawany jest do tego samego wejścia. W przypadku odbioru fonii stereo filtr FC204 wydziela drugi sygnał różnicowy 5,74 MHz i sygnał ten podawany jest do wejścia 15 IC202. Przy odbiorze fonii stereo z drugą nośną nadawaną na częstotliwości 6,25 MHz filtr FC203 wydziela tą częstotliwość i sygnał po filtrze podawany jest do wejścia 15 IC202.

Układ scalony IC202 to układ TDA9821 firmy PHILIPS. Zawiera on dwa wzmacniacze ograniczniki sygnałów różnicowych fonii podawanych do wejść 1 i 15. Po wzmocnieniu sygnały różnicowe podawane są w TDA9821 do detektorów PLL. Detektory te nie wymagają strojenia i dekodują sygnały różnicowe z zakresu od 4 do 7 MHz. Na wyjściach układu uzyskuje się dwa sygnały m.cz. fonii AF1 i AF2 podawane dalej do modułu zawierającego stereodekoder.

Układ TDA9821 zasilany jest napięciem +5V podawanym do wyprowadzenia 14.

Moduł fonii stereo

Moduł stereodekodera zawiera trzy układy scalone:

- IC250 - TDA6612 firmy SIEMENS - jest to procesor telewizyjnego dźwięku stereofonicznego sterowany szyną I^2C,
- IC251 - TDA7050 firmy PHILIPS - wzmacniacz sygnałów m.cz. do słuchawek,
- IC252 - HEF4053 - klucz elektroniczny przełączający sygnały m.cz. fonii do wyjść typu CINCH.

Układ TDA6612 zawiera następujące bloki:

- dekoder sygnału identyfikacji,
- matrycę sygnałów fonii z możliwością kompensacji przesłuchów międzykanałowych,
- układ przełącznika sygnałów,
- tory sygnałów fonii do głośników z regulacją głośności, barwy tonów i balansu,
- tory sygnałów fonii do słuchawek z regulacją głośności,
- układ dekodera rozkazów z szyny I^2C.

Sygnały AF1 i AF2 poprzez filtry dolnoprzepustowe R263, C280 i R262, C278 pełniące rolę układów deemfazy dla sygnałów fonii podawane są do wejść 1 i 3 układu TDA6612. W układzie scalonym przechodzą one do matrycy i przełączników. W matrycy i przełącznikach dokonywany jest rozdział sygnałów AF1 i AF2 na sygnały kanału prawego i lewego. Sposób rozdzielania sygnałów AF1 i AF2 zależy od zidentyfikowanej w układzie identyfikacji transmisji - mono/stereo/dwa dźwięki.

W przypadku transmisji stereo:

- sygnał kanału lewego uzyskuje się poprzez matrycowanie sygnałów AF1 i AF2; sygnał AF1 niesie informację o sygnałach (L+R)/2,
- sygnał kanału prawego uzyskuje się bezpośrednio z sygnału AF2.

W przypadku transmisji dwa dźwięki lub mono:

- sygnał dźwięku 1 lub mono jest uzyskiwany z sygnału AF1,
- sygnał dźwięku 2 jest uzyskiwany z sygnału AF2.

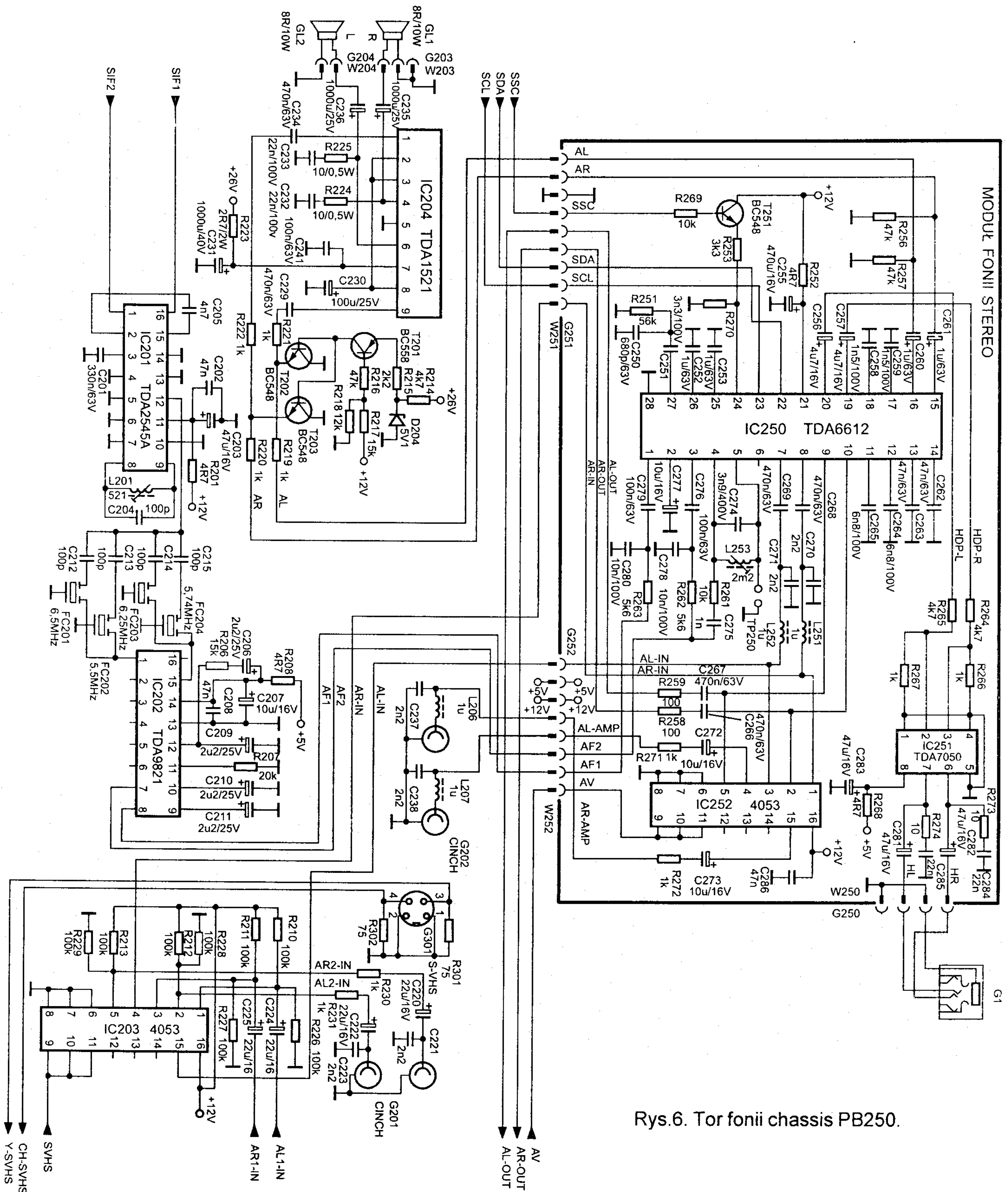
Do układu przełączników podawane są sygnały AF1 i AF2, a także AL-IN i AR-IN.

Sygnały AL-IN i AR-IN podawane na wyprowadzenia 7 i 8 TDA6612 poprzez filtry L252, C271 i L251, C270 oraz kondensatory sprzęgające C269 i C268. Są to sygnały pochodzące z gniazd Eurozłącze lub CINCH-G201. Przełączanie pomiędzy sygnałami fonii z gniazd Eurozłącze i CINCH G201 dokonywane jest w układzie scalonym IC203 HEF4053. Na wejścia 1 i 3 kluczy

w IC203 podawane są sygnały fonii AL1-IN i AR1-IN z Eurozłącza, a na wejścia 2 i 5 sygnały AL2-IN i AR2-IN z gniazd CINCH G201. Sygnały z gniazd G201 są sygnałami fonii towarzyszącymi sygnałom luminancji i chrominancji podawanym do gniazda SVHS. Sygnałem przełączającym klucze w układzie IC203 jest sygnał SVHS z układu zdalnej regulacji.

W układzie przełączników TDA6612 następuje wybór źródła sygnałów fonii oraz dźwięk 1 lub 2 w torze głośnikowym lub słuchawkowym.

Tor głośnikowy zawiera układy regulacji głośności, balansu, barwy tonów i poszerzenia bazy stereofonicznej.



Rys.6. Tor fonii chassis PB250.

Kondensatory przyłączone do końcówek

- 18 - ustalają częstotliwość odcięcia przy regulacji tonów wysokich,
- 14 - ustalają częstotliwość odcięcia przy regulacji tonów niskich,
- 12 - ustalają przesuw fazy przy odbiorze quasi-stereo.

Sygnały kanału lewego i prawego pojawiają się na wyprowadzeniach 16 i 15 TDA6612.

Tor słuchawkowy w TDA6612 zawiera układ regulacji głośności działającej niezależnie od regulacji głośności w torze głośnikowym. Sygnały kanału lewego i prawego do słuchawek pojawiają się na wyprowadzeniach 20 i 19 TDA6612.

Dekoder sygnału identyfikacji w TDA6612 ma za zadanie zdekodować rodzaj transmisji sygnałów fonii (określić, czy transmisja jest mono, stereo czy też typu dwa dźwięki). Sygnałem niosącym informację o rodzaju transmisji jest sygnał pilota nadawany razem z sygnałem AF2. Sygnał ten o częstotliwości 54,69 kHz jest modulowany amplitudowo sygnałem identyfikacji o częstotliwości:

- 117,48 Hz dla transmisji stereo,
- 274, 12 Hz dla transmisji typu dwa dźwięki.

Przy transmisji mono sygnał drugiej nośnej dźwięku może być wyłączony, modulowany dźwiękiem pierwszego kanału lub niemodulowany z włączonym lub wyłączonym sygnałem pilota.

Sygnał pilota wydzielany jest w filtrze C274, L253 z sygnału AF2 i podawany jest do wejść układu identyfikacji - wyprowadzenia 4 i 5 TDA6612.

Elementami zewnętrznymi układu identyfikacji są:

- kondensatory filtru układu identyfikacji C252, C253 przyłączone do wyprowadzeń 25 i 26,
- elementy R251, C250, C251 stanowiące filtr detektora fazy układu PLL i przyłączone do wyprowadzenia 27,
- wtórnik z tranzystorem T251, poprzez który do wyprowadzenia 24 podawane są impulsy SSC synchronizujące układ PLL.

Na wyjściu układu identyfikacji uzyskuje się sygnały sterujące matrycowaniem sygnałów AF1 i AF2.

W module fonii zastosowano klucz elektroniczny IC252 typu HEF4053, którego zadaniem jest przełączanie sygnałów aktualnie odtwarzanych w głośnikach do gniazd typu CINCH G202. Wyjścia te mogą służyć do podłączenia tych sygnałów do zewnętrznego wzmacniacza. Sygnały odtwarzane w głośnikach mogą pochodzić z gniazda Eurozłącze lub CINCH G201 (są to sygnały AL-IN i AR-IN) lub z toru w.cz. - p.cz. odbiornika (są to sygnały AL-OUT i AR-OUT). Sygnały AL-OUT i AR-OUT z wyprowadzeń 9 i 10 TDA6612 są podawane do wejść 5 i 2 kluczy w układzie IC252. Sygnały te podawane są także do wyjść audio gniazda Eurozłącze. Na wejścia 3 i 1 IC252 podawane są sygnały AL-IN i AR-IN. Klucze w IC252 przełączane są napięciem przełączającym AV pochodzącym z układu sterującego odbiornika i podawanym na wyprowadzenia 9, 19, 11 IC252. Przy pracy odbiornika z sygnałem telewizyjnym z gniazda antenowego klucze w IC252 podają do gniazd CINCH G202 sygnały AR-OUT i AL-OUT. Przy pracy odbiornika z sygnałami z gniazd Eurozłącze lub SVHS klucze w IC252 podają do gniazd CINCH G202 sygnały AL-IN i AR-IN.

Sygnały do słuchawek z wyprowadzeń 19 i 20 TDA6612 podawane są przez kondensatory sprzęgające C257 i C256 oraz dzielniki R264, R266 i R265, R267 do wejść 3 i 2 układu scalonego IC251 TDA7050. Układ ten zawiera dwa tory wzmacniające. Zasilany jest napięciem +5V podawanym na wyprowadzenie 8. Sygnały z wyjść 7 i 6 IC251 przez kondensatory sprzęgające C281 i C282 podawane są dalej do gniazda słuchawkowego odbiornika G1.

Wzmacniacz sygnałów m.cz. fonii

Sygnały do toru głośnikowego AL i AR z wyprowadzeń 16 i 15 TDA6612 podawane są poprzez rezystory R219, R221 i R220 i R222 oraz kondensatory sprzęgające C229 i C234 do wejść wzmacniaczy mocy w układzie scalonym IC204 TDA1521 (PHILIPS). Układ ten przy napięciu zasilania +26V i zastosowanych głośnikach o impedancji 8 Ohm pozwala na uzyskanie mocy wyjściowej fonii 2 X 10W. Napięcie zasilające +26V podawane jest do wejścia 7. Sygnały wyjściowe z wyprowadzeń 6 i 4 poprzez kondensatory sprzęgające C236 i C235 podawane są do głośników GL2 i GL1.

Układ złożony z elementów T201, T202, T203, R217, R218, R216, R214, R215 i D204 realizuje wyciszanie stuków przy włączaniu lub wyłączaniu odbiornika. W momentach tych napięcie +12V narasta lub zanika powodując, że tranzystor T201 jest nasycony. Nasycony tranzystor T201 wprowadza w stan przewodzenia tranzystory T202 i T203, które blokują sygnały fonii.

9. Tor zasilania odbiornika

W układzie zasilania zastosowano przetwornicę impulsową zbudowaną w oparciu o układ scalony TDA4605-2 firmy SIEMENS. Schemat ideowy układu zasilania przedstawia rys.7.

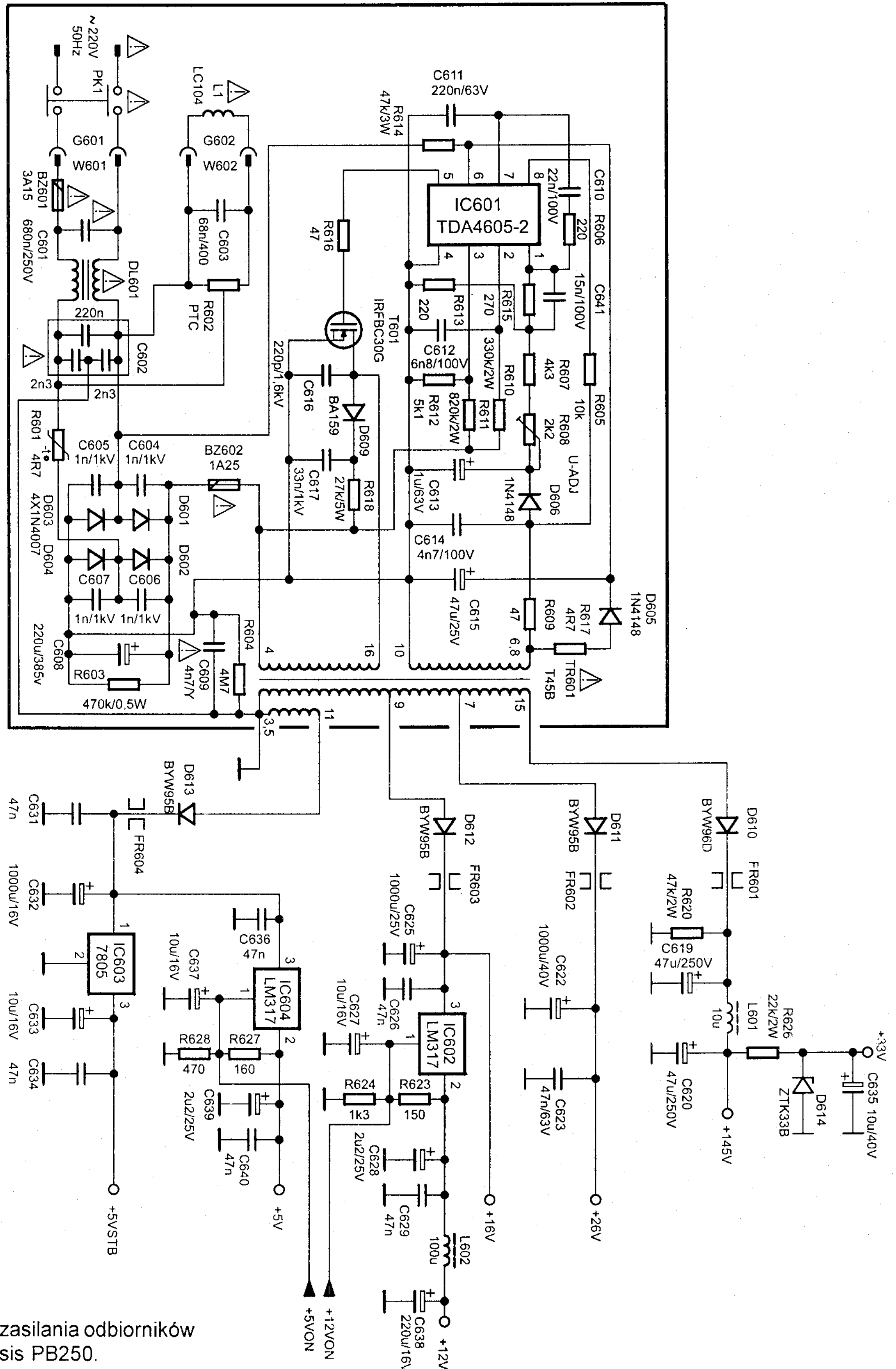
Napięcie sieci po wyłączniku sieciowym PK1 podawane jest do filtru C601, DL601, C602, którego zadaniem jest ograniczenie zakłóceń emitowanych do sieci zasilającej. Następnie napięcie to podawane jest przez termistor R601 do układu mostka prostowniczego D601-D604, C604-C607. Kondenstaor C608 filtruje tętnienia wyprostowanego napięcia sieci. Termistor R601 ma za zadanie ograniczyć prąd ładowania kondensatora C608 w momencie włączania odbiornika.

Elementem kluczującym przetwornicy jest wysokonapięciowy tranzystor mocy z izolowaną bramką typu IRFIBC30G firmy International Rectifier (na schemacie oznaczony jako T601). Tranzystor ten oraz uzwojenie pierwotne transformatora - wyprowadzenia 4,16 TR601 są zasilane z wyprostowanego napięcia sieci. Podczas okresu załączenia tranzystora T601 energia ze źródła zasilania jest magazynowana w transformatorze TR601. Podczas okresu wyłączenia tranzystora T601 zmagazynowana energia jest przekazywana do uzwojeń wtórnych.

Poprzez regulację czasu włączenia tranzystora układ TDA4605-2 kontroluje energię przekazywaną do wtórnej strony transformatora. Informacją zwrotną dla TDA4605-2 jest napięcie powstające na kondensatorze C613, pochodzące z uzwojenia regulacyjnego transformatora. Napięcie to jest dzielone w układzie dzielnika R608, R607, R613 i podawane na wyprowadzenie 1 TDA4605-2. Przez porównanie w układzie scalonym napięcia z wyprowadzenia 1 z wewnętrznym napięciem referencyjnym następuje ustalenie czasu trwania impulsu włączającego

tranzystor T601 w zależności od obciążenia strony wtórnej transformatora.

Na wyprowadzenie 2 TDA4605-2 podawane jest napięcie piłokształtne wytwarzane w układzie R610, C612 niosące informację o narastaniu prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora. Elementy R610 i C612 decydują o wartości mocy, przy której następuje ograniczenie czasu włączenia tranzystora T601 podczas przeciążenia.



Rys.7. Układ zasilania odbiorników z chassis PB250.

Na wyprowadzenie 3 układu TDA4605-2 podawane jest napięcie z dzielnika R611, R612 proporcjonalne do napięcia zasilania przetwornicy. Napięcie to jest w TDA4605-2 porównywane z wewnętrznym napięciem odniesienia. W przypadku zbyt niskiego napięcia zasilania następuje wyłączenie przetwornicy.

Wyprowadzenie 5 jest wyjściem impulsów sterujących tranzystorem T601.

Wyprowadzenie 6 jest wejściem napięcia zasilającego układ TDA4605-2. Przy starcie zasilacza napięcie zasilające układ scalony wytwarzane jest w układzie R616 i C615 z napięcia sieci. Przy pracy przetwornicy napięcie zasilające wytwarzane jest w układzie R617, D605, C615 z impulsów z uzwojenia regulacyjnego transformatora.

Kondensator przyłączony do wyprowadzenia 7 powoduje wolne narastanie impulsu włączającego tranzystor T601 po włączeniu zasilania, co zapewnia „miękki" start przetwornicy i przeciwdziała przeciążeniu tranzystora w momencie startu. Wyprowadzenie 8 jest wejściem sygnału sprzężenia zwrotnego dla generatora w TDA4605-2. Każde przejście przez poziom 0V napięcia na wyprowadzeniu 8 przy opadającym zboczu powoduje włączenie impulsu wyjściowego na wyprowadzeniu 5 układu scalonego.

Elementy D609, C617, R618 ograniczają przepięcia powstające w momencie włączenia klucza.

Kondensator C616 wraz z indukcyjnością uzwojenia pierwotnego transformatora ustalają maksymalną częstotliwość pracy przetwornicy.

Na uzwojeniach wtórnych transformatora przetwornicy uzyskuje się napięcia:

- +145V w chassis dla odbiorników 25" i 28" lub +118V w chassis dla odbiorników 21"; napięcie to zasila stopień końcowy odchylania poziomego,
- +16V do zasilania stopnia sterującego odchylaniem poziomym oraz do zasilania stabilizatora IC602 wytwarzającego napięcie +12V do zasilania toru sygnałowego odbiornika,
- +8,5V do zasilania stabilizatorów IC603, IC604 wytwarzających napięcia +5VSTB i +5V
- +26V w chassis dla odbiorników 25" i 28" lub +22V w chassis dla odbiorników 21" do zasilania stopnia mocy fonii.

Napięcia +12V i +5V są wytwarzane w stabilizatorach typu LM317. Układy te są wyłączane w przypadku gdy odbiornik jest stanie STANDBY. Napięcia wyjściowe są wówczas równe ok. 1,3V. Napięcia włączające i wyłączające stabilizatory to napięcia +12VON i +5VON wytwarzane w układzie sterującym chassis.

Różnice w układzie zasilania dla chassis odbiorników 25", 28" i 21" przedstawiono w tablicy 1.

Tablica 1

ELEMENTY PRZETWORNICY	CHASSIS 25", 28"	CHASSIS 21"
C608 TR601	220u 385V T45 MIFLEX	150u 385V T43 MIFLEX

***Uwaga:** Elementy przetwornicy oznaczone znakiem trójkąta z wykrzyknikiem decydują o bezpieczeństwie użytkownika i nie mogą być wymieniane na elementy innych typów.*



Telewizory CURTIS - charakterystyka ogólna

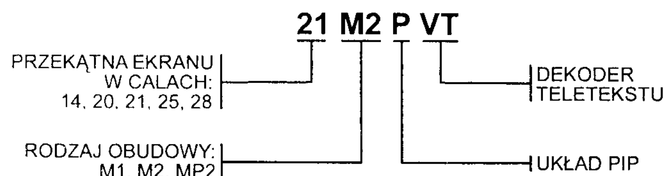
Zdzisław Kaszta
Dyrektor Techniczny Curtis Electronics, Mława

Od redakcji: We wkładce do obecnego numeru „Serwisu Elektroniki" prezentujemy schemat rodziny odbiorników wytwarzanych obecnie przez firmę Curtis Electronics. Schemat ten zasługuje na szczególną uwagę, gdyż producent zastosował tu kilka układów scalonych nie używanych do tej pory przez inne polskie firmy. O tym, że pójście własną drogą dało dobre rezultaty świadczyć może konkurencyjna cena prezentowanych odbiorników oraz wyraźny wzrost udziału Curtisa w polskim rynku telewizorów. Jednak zdajemy sobie sprawę, że dla osób zajmujących się naprawami nowe rozwiązania układowe mogą stwarzać nowe problemy, których pokonanie wymaga dostępu do informacji. Redakcja podejmuje więc starania aby na łamach „Serwisu" znalazły się opisy tych rozwiązań. Chcemy aby były one przygotowane przez osoby najbardziej kompetentne, czyli konstruktorów Curtis Electronics. W obecnym numerze zamieszczamy zestaw najważniejszych informacji o rodzinie odbiorników tej firmy.

Założenia wstępne przyjęte przy opracowywaniu odbiorników telewizyjnych 14"... 28" firmy CURTIS obejmowały następujące punkty:

- podstawowa konfiguracja odbiornika składa się z układów lub zespołów sterowanych po szynie I^2C,
- schemat ideowy dla wszystkich wielkości ekranu powinien być możliwie podobny,
- sterowanie przy użyciu mikrokontrolera Motorola MC68HC705, program zapisany maską,
- tor wizji zbudowany w oparciu o układ „CHROMA 4" MC44002 firmy Motorola,
- tuner z pętlą PLL,
- dekoder teletekstu i układ PIP montowane opcjonalnie.

Przyjęto założenie, że program sterujący jest jednakowy dla wszystkich wielkości ekranów telewizorów od 14" do 28", dla fonii mono i stereo, a także dla odbiorników bez i z teletekstem oraz układem PIP. Mikrokontroler w momencie włączenia odbiornika sprawdza jego konfigurację i w zależności od tego, które elementy składowe są obecne, wybiera odpowiednie człony oprogramowania sterującego.



Rys. 1. System oznaczania odbiorników telewizyjnych firmy CURTIS.

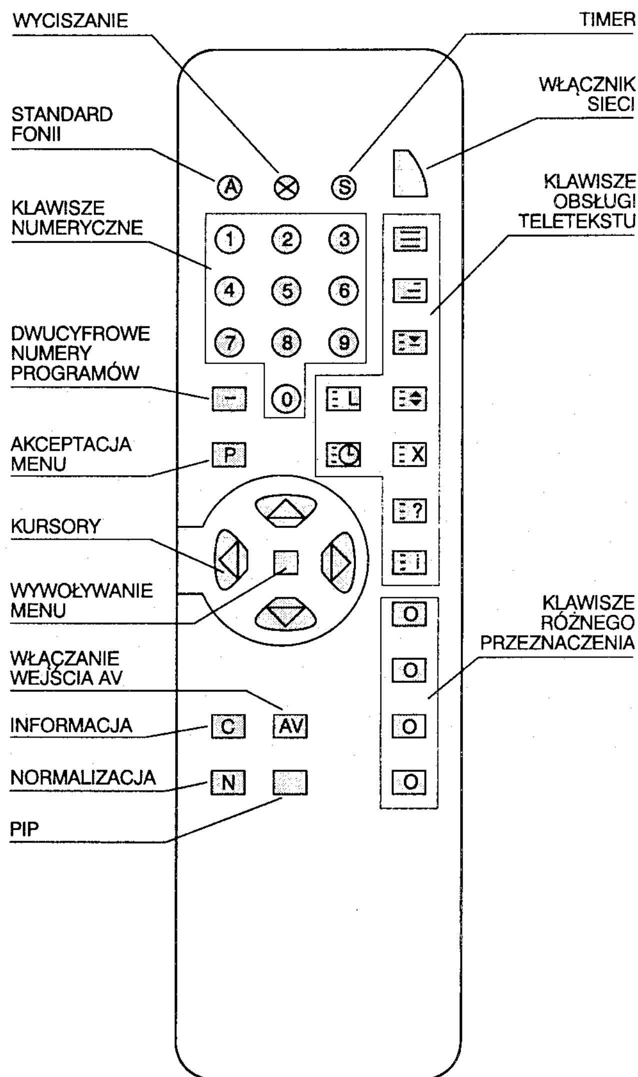
Produkowane obecnie telewizory CURTIS są oznaczane według klucza przedstawionego na rysunku 1.

Konstrukcja mechaniczna telewizora składa się z maskownicy z drzwiczkami osłaniającymi klawiaturę, ze ścianki tylnej, płyty głównej, płytki kineskopu, płytki teletekstu oraz płytki PIP i teletekstu. W zależności od wykonania te dwie ostatnie płytki są lub nie są montowane. Upraszcza to proces produkcyjny jak również ułatwia montowanie tych układów przez warsztaty serwisowe, na życzenie klienta. Uzupełnienia telewizora o teletekst i PIP sprowadza się do usunięcia odpowiednich zwór i włożenie członu płytki do odpowiedniego gniazda. Po załączeniu mikrokontroler sam wykryje istnienie dekodera teletekstu i procesora PIP i będzie je obsługiwał.

W chwili obecnej na rynku znajdują się dwa rodzaje telewizorów - z mikrokontrolerem 003 (angielska wersja napisów OSD) oraz 006 (polska wersja napisów). Różnice z punktu widzenia obsługi przez klienta (oczywiście nie uwzględniając wersji językowej) są nieistotne. Nie ma też różnic w wyprowadzeniach. Oznacza to, że bez kłopotów można dokonać zamiany mikrokontrolera 003 na 006 lub na odwrót i telewizor będzie działał poprawnie. Napisy pojawiające się w trybie serwisowym, w jednej jak i w drugiej wersji wyświetlane są w języku angielskim.

Płyty bazowe w odbiornikach występują w trzech głównych odmianach: 14", 20 i 21", 25 i 28"

Telewizory 25 i 28" odtwarzają dźwięk stereo. Pozostałe różnice są bardzo nieznaczne.



Rys.2. Pilot do odbiorników telewizyjnych CURTIS.

Dane techniczne:

Zasilanie	- 220V (+10/-20%), 50Hz
Pobór mocy	- 14" - 60W
	- 20" - 70W
	- 21" - 80W
	- 25", 28" - 105W; (±10%)
Pobór mocy w stanie czuwania	- < 10W
Typ kineskopu	- 14", 20" - Black Matrix
	- 25", 28" - Black Matrix, Flat Square
Przekątna kineskopu	- 14", 20", 21", 25", 28"
Kąt odchylania	- 14", 20", 21" - 90°
	- 25", 28" - 110°
System	- Pal/Secam, B/G - D/K, 5,5/6,5 MHz
Liczba programów	- 100
Zakres tunera	- VHF, UHF, kanały kablowe P1-P38, S1-S40 (hyperband)
Moc wyjściowa audio	- 14" - 2W
	- 20", 21" - 4W
	- 25", 28" - 2 x 6W
Gniazda przyłączeniowe	- 20", 21" - EURO
	- 14", 25", 28" - EURO + gniazdo słuchawkowe
Zasięg pilota	- 7 m
Funkcje menu	- OSD (funkcja widoczne na ekranie)
Przełączanie TV - AV	- automatyczne i ręczne
Wyszukiwanie stacji	- automatyczne i ręczne (wybór kanałów i częstotliwości)
Wyłącznik czasowy (timer)	- 15 - 120 min
Wyłączanie automatyczne	- około 5 min
Balans bieli kineskopu	- AKB (automatyczna kontrola balansu bieli)

Obsługa telewizora jest realizowana głównie poprzez pilota jednak w pewnych sytuacjach można korzystać z klawiatury umieszczonej pod klapką na froncie telewizora. Więcej szczegółów i wygląd zewnętrzny pilota przedstawia rysunek 2.

Schemat ideowy dla wszystkich telewizorów w swoich głównych punktach jest taki sam. Różnice występują w układach fonii (mono lub stereo), sterowania kineskopu (zasadnicza różnica w części regulacji liniowością) oraz w zasilaczu (różne pobory mocy). ▣

Układy scalone poprawiające jakość obrazu (cz.2)

ciąg dalszy - układy TDA4670, TDA4671

Zbigniew Tychulski

Korekcja apertur (*peaking*) i redukcja szumów (*coring*)

Do poprawy wyrazistości obrazu potrzebna jest nie tylko poprawa stromości zboczy sygnałów różnicowych koloru lecz także skrócenie czasu narastania i opadania stromych zboczy sygnału luminancji. Duże znaczenie w poprawie wyrazistości zobrazowania sygnału ma zwiększenie kontrastu obrazu poprzez wprowadzenie symetrycznych „przerzutów" sygnału luminancji w miejscach występowania jego znacznych zmian. Metoda poprawy jakości obrazu wykorzystująca to zjawisko nazwana została *peaking* lub korekcja apertur.

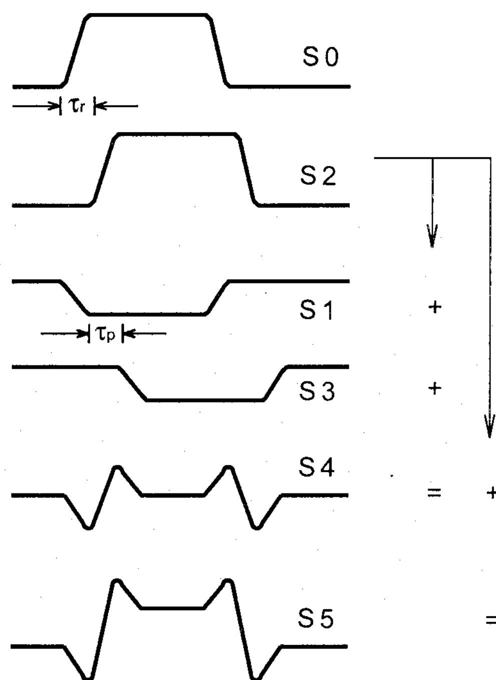
Przy użyciu prostych filtrów RLC nie można osiągnąć symetrycznych przerzutów sygnału luminancji. Rozbudowane układy filtrów RLC realizujące wymagane przerzuty sygnału są bardzo kosztowne i wymagałyby wbudowania wszystkich elementów w strukturę układu scalonego. Z tego powodu w układach TDA467x do realizacji powyższych celów wykorzystano zasadę pracy filtru transwersalnego (poprzecznego), którego istotę działania wyjasnia rysunek 5.

Zasada ta wykorzystuje dodatkowy sygnał S_4 uzyskany przez sumowanie odwróconego w fazie sygnału S_1, odwróconego w fazie i opóźnionego przebiegu S_3 oraz opóźnionego przebiegu S_2. Przebieg S_0 jest na rys. 5 sygnałem, na którego zbocze będziemy oddziaływać. Sygnał ten będzie następnie opóźniony o czas τ_p, który odpowiada w przybliżeniu minimalnemu czasowi narastania τ_r sygnału S_0. Uzyskany w ten sposób sygnał S_2 odpowiadający formą sygnałowi S_0 stanowi sygnał podstawowy do dalszej obróbki. Sygnał S_1 uzyskuje się przez mnożenie sygnału S_0 przez współczynnik -0.5, a sygnał S_3 przez opóźnienie sygnału S_2 o czas τ_p. i wymnożenie przez współczynnik -0.5. Wymagany dodatkowy sygnał S_4 uzyskuje się poprzez dodanie sygnałów S_1, S_2 i S_3:

$$S_4 = S_1 + S_2 + S_3 \qquad (5)$$

Aby uzyskać symetryczny przerzut sygnału luminancji należy zsumować sygnał S_4 z sygnałem podstawowym. Wynik dodawania przedstawiono na rys. 5.

Przy płasko narastających zboczach sygnału, których czas narastania τ_r jest znacznie większy niż czas opóźnienia τ_p opadanie krawędzi sygnałów S_1, S_2 i S_3 odbywa się niemal w tym samym czasie i kompensuje przy dalszym dodawaniu. Sygnał S_4 przyjmuje bardzo małą amplitudę i sygnał wyjściowy S_5 oglądany po opóźnieniu τ_p odpowiada praktycznie sygnałowi wejściowemu S_0. Przerzuty występują dopiero przy sygnałach o odpowiednio stromych zboczach, których czas narastania τ_r jest w przybliżeniu równy wewnętrznemu czasowi opóźnienia τ_p. Ze wzrostem czasu narastania zboczy sygnału wejściowego, przerzuty szybko opadają, gdy czas ich narastania spada o rząd wielkości w stosunku do czasu τ_p. Poprawę stromości zboczy uzyskują więc tylko takie sygnały, których czas narastania jest w przybliżeniu równy wewnętrznemu czasowi opóźnienia.

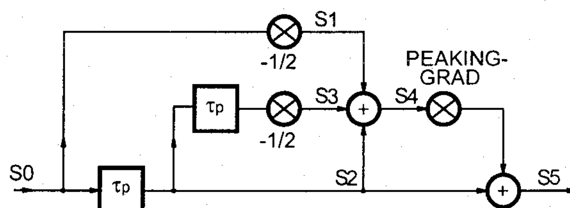


Rys.5. Zasada działania korekcji apertur (*peaking*) powstającej przez dodanie odpowiednio opóźnionych i amplitudowo skorygowanych sygnałów.

Wielkość przerzutów oraz stopień poprawy stromości zboczy realizuje się poprzez mnożenie sygnału dodatkowego przez współczynnik α:

$$S_5 = S_2 + \alpha S_4 = S_2 + \alpha(S_1 + S_2 + S_3) \qquad (6)$$

Układ realizujący to równanie wynika bezpośrednio z zasady działania i pokazany jest na rys.6. Układ działa jak filtr poprzeczny, w którym sygnał wyjściowy S_5 składa się z sygnałów cząstkowych, odpowiednio wielokrotnie opóźnionych o czas τ_p i skorygowanych odpowiednimi współczynnikami.



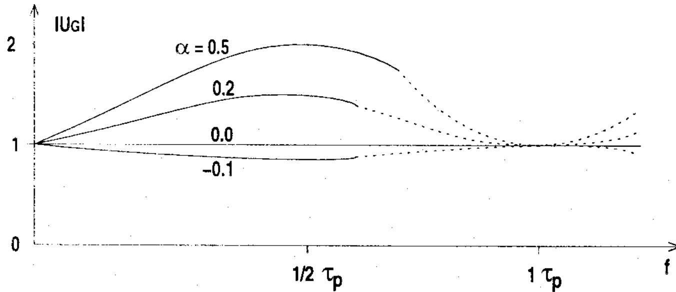
Rys. 6. Schemat blokowy filtru transwersalnego (poprzecznego) o symetrycznych przerzutach na opadających i narastających zboczach sygnału luminancji służącego do korekcji apertur.

Rozważając zachowanie układu na płaszczyźnie częstotliwości, podstawiając do wzoru (6) odpowiednie wyrażenia i przekształcając je (ze względu na rozbudowany aparat matematyczny pominiemy je w naszych rozważaniach) otrzymuje się

wzór na moduł charakterystyki przenoszenia układu:

$$|U_G(\omega)| = (1+2\alpha \sin^2 \omega\tau_p/2) \qquad (7)$$

Rys. 7 pokazuje charakterystykę amplitudową dla wartości α= 0.1; 0; +0.2 i +0.5. Współczynnik α może przybierać wartości dodatnie lub ujemne. Przy dodatnich wartościach charakterystyka amplitudowa osiąga maksimum dla częstotliwości $f = 1/(2\tau_p)$ z wartością amplitudy $U_G = 1 + 2\alpha$ oraz minimum przy częstotliwości $f = 1/\tau_p$ z wartością $|U_G| = 1$.



Rys.7. Amplitudowa charakterystyka przenoszenia filtru transwersalnego o różnych współczynnikach α.

Przy ujemnych wartościach następuje zamiana minimum z maksimum i odwrócenie, przy czym sumaryczna wartość dla minimum przyjmuje wartości mniejsze od 1.

Dla dodatnich wartości otrzymuje się wymaganą poprawę stromości zboczy z symetrycznym przerzutem, przy $\alpha = 0$ charakterystyka amplitudowa jest niezależna od częstotliwości, a przy ujemnych wartościach zmniejsza się stromość zboczy i składowe sygnału luminancji w funkcji częstotliwości maleją do $f = 1/(2\tau_p)$. W tym ostatnim przypadku rozdzielczość obrazu pogarsza się, niemniej jednak przyjęcie ujemnych wartości przy mocno zaszumionych sygnałach powoduje redukcję szumów i w rezultacie osiąga się poprawę jakości obrazu.

Jak już wspomniano, aby osiągnąć pożądany symetryczny przerzut wymagany czas opóźnienia musi w przybliżeniu odpowiadać minimalnemu czasowi narastania sygnału luminancji. Czas narastania τ_r zbocza impulsu powiązany jest z szerokością pasma f_g następującą zależnością:

$$\tau_r = 1/(2f_g) \qquad (8)$$

Dla pełnego pasma video, którego szerokość wynosi f_g = 5 MHz, jako czas opóźnienia należy przyjąć τ_p = 1/10MHz = 100ns. Dla magnetowidów z mniejszą szerokością pasma luminancji czas opóźnienia będzie odpowiednio dłuższy. Doświadczalnie dobraną wartością opóźnienia jest: τ_p = 190ns. Przy dodatnim współczynniku pierwsze maksimum charakterystyki amplitudowej leży dla pierwszej wartości τ_p = 100ns przy f_g = 5MHz, a dla drugiej τ_p = 190ns przy f_g = 2,63MHz. Przy właściwym przesyłaniu sygnału video powyżej częstotliwości $f_g = 1/(2_p)$ tzn. powyżej pierwszej ekstremalnej wartości charakterystyki amplitudowej nie znajdują się już żadne znaczące składniki sygnału video. Na tej podstawie charakterystyka częstotliwościowa filtru narysowana jest linią ciągłą tylko do pierwszego ekstremum, pokazuje to rys.7. W praktycznych układach oba stopnie opóźniające pokazane na rysunku 6 składają się z pary dwóch członów opóźniających o czasach opóźnienia 90ns i 100ns. Przy pomocy szyny I²C dla częstotliwości f_g = 5MHz można włączyć tylko człon 100ns, natomiast obydwa człony razem można włączyć przy f_g = 2,63MHz.

Praktyczny układ przedstawiono na rys.8. Współczynniki -0.5 realizowane są przez wzmacniacze odwracające fazę, a mnożenie ze współczynnikiem α dokonywane jest w potencjometrycznych układach przeciwsobnych. Przy ich pomocy można także zrealizować współczynniki ujemne. Do wyboru współczynników przy pomocy szyny I²C przewidziano dwa bity, dzięki czemu istnieje możliwość wyboru jednej wartości spośród czterech różnych. Są to wartości pozwalające osiągnąć zmianę charakterystyki amplitudowej o -2dB, 0dB, +3dB i +6dB w stosunku do charakterystyki płaskiej. Wielkość podniesienia lub stłumienia charakterystyki amplitudowej nazwano *peaking* i jest ona związana ze współczynnikiem α następującą zależnością:

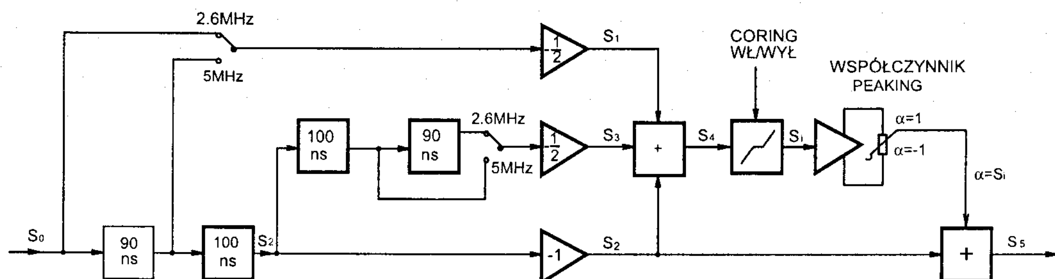
$$Peaking\ (dB) = 20\lg(1+2\alpha) \qquad (9)$$

Rys.8 przedstawia część układu blokowego z rys.1 z jednym wyjątkiem. Dla przejrzystości opuszczony został układ próbkujący znajdujący się za pierwszym 100 ns członem opóźniającym.

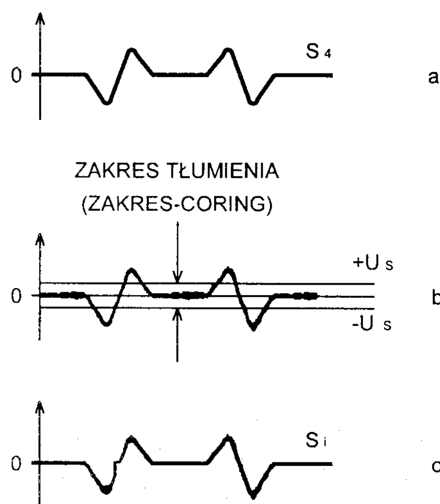
Przedstawiony na rys.1 i 7 układ realizujący funkcję *coring* nie był jeszcze omawiany. Układ ten ma niezauważalny wpływ na funkcję *peaking* przy sygnałach o dużej amplitudzie. Powyższe rozważania są słuszne dla wyłączonej funkcji *coring* kiedy $S_4 = S'_4$.

Jak wynika z przedstawionego materiału oraz z rys.7 poprawa stromości zboczy sygnału luminancji ściśle związana jest z podbiciem charakterystyki amplitudowej w górnej części zakresu przenoszenia w okolicach częstotliwości $f = 1/(2\tau_p)$. Jednak podbicie to powoduje niepożądane zwiększenie szumów w zakresie wysokich częstotliwości. Aby przeciwdziałać powstawaniu tych dodatkowych szumów wprowadzono procedurę zwaną *coring* powodującą częściową redukcję szumów do postaci ledwo widocznej na ekranie odbiornika.

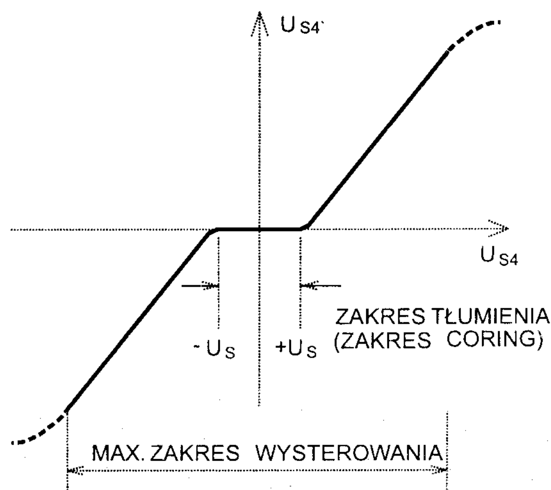
Z rys. 8 oraz ze wzoru 6 wynika, iż głównym źródłem powstawania szumów w sygnale wyjściowym luminancji jest sygnał S_4. Podbicie charakterystyki amplitudowej $|U_G|$ w zakresie częstotliwości $1/(2\tau_p)$ przy $\alpha > 0$ dotyczy wyłącznie amplitudy tego sygnału, podczas gdy amplituda sygnału S_2 pozostaje niezmieniona. Rys.9 pokazuje przykładowy przebieg sygnału S_4 z narastającym i opadającym zboczem sygnału



Rys.8.



Rys.9. Zasada działania procedury redukcji szumów poprzez tłumienie komponentów sygnału z poziomem między $-U_S$ i U_S symetrycznie wokół zera (*coring*), pokazana na przykładzie sygnału wejściowego S_0 z narastającym i opadającym zboczem.
a) przebieg sygnału S_4 w ścieżce wysokoczęstotliwościowej filtru transwersalnego przed stopniem *Coring* i bez składowych szumu
b) jak w a) jednakże z nałożonym sygnałem szumu. Pokazano także oba progi $-U_S$ i U_S między którymi będzie redukowany szum w sygnale wejściowym
c) przebieg sygnału wyjściowego ze stopnia *coring*.



Rys.10 Nieliniowa charakterystyka stopnia *coring* do redukcji sygnału szumu między poziomami $-U_S$ i U_S.

luminancji. W części „a" przedstawiono „czysty" sygnał S_4 bez nałożonego sygnału szumu, w części „b" łącznie z sygnałem szumu.

Jeżeli sygnał S_4 mając małe amplitudy znajdzie się symetrycznie wokół zera między wartościami $-U_S$ i $+U_S$, a więc w przedziale $-U_S < U_{S4} < +U_S$ zostanie pomniejszony przez nieliniowy układ, prawie wykrojony (ang.: *coring* -wydrylowany). Dzięki temu otrzymuje się sygnał S'_4, którego przebieg pokazany jest na rys. 9c. Poza miejscami narastania zboczy sygnału luminancji sygnał S'_4 jest w pełni wolny od szumów. Tylko w obszarze narastania zboczy sygnału luminancji na sygnał S_4 będzie nałożony szum i to tylko przy występowaniu dużych zmian sygnału luminancji.

Uwaga: *Opisana metoda redukuje szumy powstałe tylko z powodu podbicia charakterystyki amplitudowej. Powyższe postępowanie nie zmienia sygnału S_2 co powoduje, że bez korekcji apertur (=0) nie zachodzi żadna redukcja szumów.*

Rys.10 przedstawia odpowiednio nieliniowo zniekształconą charakterystykę służącą do osiągnięcia efektu *coring*. W układach TDA467x szerokość zakresu *coring* wynosi ok. 13% pełnego zakresu wysterowania w ścieżce sygnału luminancji. Specjalny układ zapewnia symetryczność zakresu redukcji szumów wokół zera i uniemożliwia wystąpienie błędu przesunięcia tego zakresu na jedną ze stron. Funkcja *coring* załączana jest szyną I^2C.

Do realizacji opisanych funkcji układu TDA467x wymagane są jeszcze układy pomocnicze, takie jak:

- źródło napięcia odniesienia (referencyjnego)
- dekoder sygnału *sandcastle*
- odbiornik szyny I^2C

Źródło napięcia odniesienia i napięcia zasilania

W wielu stopniach układu scalonego, szczególnie w członach opóźniających oraz w stopniach próbkujących i w stopniach regulacyjnych związanych również z obróbką sygnałów różnicowych, potrzebne są napięcia i prądy odniesienia, których wartości niezależne są od temperatury i napięcia zasilania. Napięcie referencyjne, od którego wywodzą się pozostałe napięcia i prądy, wytwarzane jest w bloku wewnętrznym układu scalonego TDA467x.

Ten jak i pozostałe układy obróbki sygnału luminancji tj. dekoder sygnału *sandcastle* oraz odbiornik szyny I^2C zasilane są napięciem $U_P = U_{5/18}$, dostarczonym nóżką 5 układu scalonego TDA467x. Do filtracji napięcia referencyjnego służy zewnętrzny kondensator $C_{15/18}$ o pojemności ok. 100 nF podłączony do wyprowadzenia 15 układu scalonego.

Napięcie zasilania U_{P1} podłączone do nóżki 1 układu scalonego służy do zasilania układów pracujących w torze sygnałów różnicowych. Do pracy układu TDA467x wymagane są oba napięcia U_P i U_{P1}, których wartości zawierają się w przedziale 5÷8 V. W praktycznych zastosowaniach można oba wejścia 1 i 5 podłączyć do tego samego zewnętrznego źródła napięcia zasilania. Do nienagannej pracy układu konieczne jest także, aby oba wyprowadzenia masy 8 i 18 połączone były możliwie krótko z masą główną.

Detektor *sandcastle*

Różne stopnie układu TDA467x wymagają sygnałów sterujących i przełączających zsynchronizowanych z sygnałem obrazu głównego. Chodzi tu przede wszystkim o impuls testowy

burst (BT) dla układów próbkujących i dodatkowo dla sterowania procesem wygaszania oraz o kombinację sygnałów H + V składającą się z sumy impulsów wygaszania poziomego H i pionowego V.

Te impulsowe sygnały wytwarzane są z dostarczonego z układu synchronizacji np. układu TDA 2579A sygnału *sandcastle* doprowadzonego poprzez nóżkę 17 układu scalonego TDA467x. Sygnał *sandcastle* składa się z sumy impulsów wygaszania pionowego i poziomego dodanych z odpowiednią amplitudą, jak również z impulsu testującego *burst*. Układ synchronizacji troszczy się o to, aby powyższe impulsy zawsze były zsynchronizowane z odbieranym sygnałem głównym.

W detektorze impulsu *sandcastle* układu TDA467x rozdziela się impuls *burst* oraz kombinację impulsów H + V przy pomocy komparatora, którego napięcia progowe dopasowane są do odpowiednich poziomów sygnału *sandcastle*. Otrzymane impulsy wykorzystuje się do sterowania układów próbkowania i wygaszania.

Poziom pojedynczego impulsu *sandcastle* zależny jest od napięcia zasilania U_{PSync} układu synchronizacji, który dostarcza ten impuls. W przeszłości prawie wszystkie układy synchronizacji zasilane były napięciem U_{PSync} = 12V. Obecnie, ze względu na obniżenie mocy i szerokości struktur układów scalonych przechodzi się na mniejsze napięcia zasilania, szczególnie U_{PSync} = 5V.

Istnieje możliwość uniwersalnego zastosowania układu TDA467x, dlatego też przewidziano możliwość przełączania progów komparatora sygnału *sandcastle* przy pomocy szyny I²C. Progi w komparatorze są tak dobrane, aby do układu TDA467x mogły być dostarczane impulsy *sandcastle* z układów synchronizacji o napięciu zasilania U_{PSync} = 12 V lub 5 V.

Odbiornik szyny I²C

Jak już w trakcie opisu sygnalizowano, wiele funkcji układu TDA467x sterowanych jest szyną I²C. Szyna I²C jest dwukierunkową, równoległą, dwuprzewodową magistralą opracowaną do komunikacji między większą ilością układów scalonych pracujących w jednym urządzeniu. Jednym przewodem szyny przesyłany jest sygnał taktujący SCL, a drugim sygnał danych SDA.

W strukturze układu TDA467x wbudowany jest interfejs szyny I²C, który zamienia przesyłane szyną dane na sygnały sterujące służące do przełączania właściwych kluczy układu. Sygnał zegarowy SCL doprowadza się do nóżki 10, a sygnał danych do nóżki 9 układu scalonego. Układ TDA467x poprzez szynę I²C może jedynie odbierać sygnały (dane), nie może ich natomiast wysyłać (oprócz sygnału potwierdzenia).

Protokół szyny w przypadku użycia układu TDA467x pokazuje rys.11.

Każda odbierana informacja składa się z trzech części (bajtów). Pierwszy bajt zawiera adres układu, drugi bajt jest subadresem podającym jakim funkcjom odpowiadają rozkazy, które będą podawane w trzecim bajcie. Zbiorczy blok informacji rozpoczyna się bitem startu STA i kończy bitem stopu STO. Ostatnim bitem adresu jest bit R/W (odczyt/zapis), który podaje, czy informacja będzie od układu odbierana, czy do układu wysyłana (w tym przypadku bit R/W = 0 -zapis). Po każdym bajcie pojawia się tzw. bit potwierdzenia odbioru (A).

Adres układu TDA467x - **10001000**

Pod subadresem 10_{Hex} znajdują się bity D_7 - D_0 sterujące detektorem progu impulsu *sandcastle*, funkcją CTI oraz linią opóźniającą w ścieżce sygnału luminancji.

Bit D_7 - 0

Bit D_6 (SC5) - wybór progu detektora impulsów *sandcastle*:
- SC5 = 0 napięcie zasilania układów synchronizacji U_{PSync} = 12 V
- SC5 = 1 napięcie zasilania układów synchronizacji U_{PSync} = 5 V

Bit D_5 (CTI) - włączenie lub wyłączenie funkcji CTI:
- CTI = 0 funkcja CTI wyłączona
- CTI = 1 funkcja CTI włączona

Bit D_4 (D5) - 450 ns człon opóźniający w ścieżce luminancji:
- D5 = 0 450 ns człon opóźniający wyłączony
- D5 = 1 450 ns człon opóźniający włączony

Bit D_3 (D2B) - pierwszy 180 ns człon opóźniający w ścieżce luminancji:
- D2B = 0 pierwszy 180 ns człon wyłączony
- D2B = 0 pierwszy 180 ns człon włączony

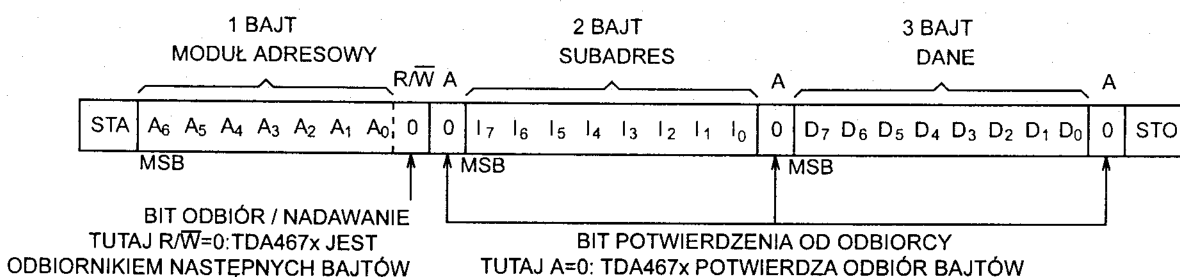
Bit D_2 (D2A) - drugi 180 ns człon opóźniający w ścieżce luminancji:
- D2A = 0 drugi 180 ns człon wyłączony
- D2A = 0 drugi 180 ns człon włączony

Bit D_1 (D1) - pierwszy 90 ns człon opóźniający w ścieżce luminancji:
- D1 = 0 pierwszy 90 ns człon wyłączony
- D1 = 1 pierwszy 90 ns człon włączony

Bit D_0 (D/2) - 45 ns człon opóźniający w ścieżce luminancji:
- D/2 = 0 45 ns człon wyłączony
- D/2 = 1 45 ns człon włączony

Pod subadresem 11_{Hex} znajdują się bity D_7 - D_0 sterujące funkcją *peaking* oraz *coring*.

Bit D_7 (NR) - przełączanie funkcji *coring:*



Rys.11. Protokół szyny I²C do odbioru danych z mikrokontrolera przeznaczonych do układu TDA467x.

NR = 0 funkcja *coring* wyłączona

NR = 1 funkcja *coring* włączona

Bit D_6 (PEAK) - przełączanie pierwszej pary członów opóźniających o czasie opóźnienia 90 ns i 100 ns:

PEAK = 0 pierwsza para członów opóźniających wyłączona

PEAK = 1 pierwsza para członów opóźniających włączona

Przy wybraniu korekcji apertur funkcja PEAK musi być ustawiona na wartość równą 1.

Bit D_5 (LCF) - przełączanie częstotliwości środkowej filtru transwersalnego dla korekcji apertur:

LCF = 0 pierwsza ekstremalna wartość charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej filtru transwersalnego 5.0 MHz

LCF = 1 pierwsza ekstremalna wartość charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej filtru transwersalnego 2.63 MHz

Bit D_1 (PCON 1) i **Bit D_0** (PCON0) - służą do ustalania współczynnika *peaking* zgodnie z tabelą 1:

Tabela 1

PCON 1	PCON 0	stopień *peaking*
0	0	- 2 dB
0	1	0 dB
1	0	+ 3 dB
1	1	+ 6 dB

Nie wykorzystane bity D_7 pod subadresem 10_{Hex} i D_2, D_3 i D_4 pod subadresem 11_{Hex}, przy przenoszeniu informacji do układu TDA467x muszą znajdować się w stanie 0.

Po pojawieniu się napięcia zasilania U_P wszystkie wspomniane wewnętrzne bity sterowania ustawiane są w stan 0 z wyjątkiem bitów sterujących D/2 i PCON1, które przyjmują stan 1.

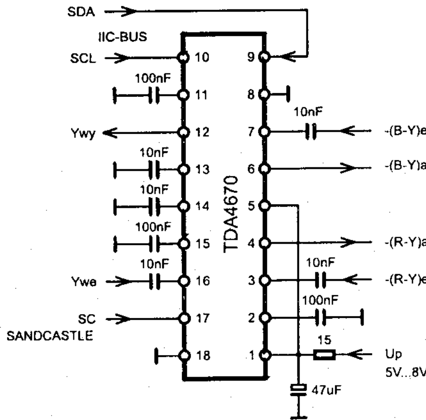
Do przekazywania rozkazów do układu TDA467x można używać tylko obu znanych subadresów 10_{Hex} i 11_{Hex}. Przy innych subadresach można zmienić funkcję innych układów, które posiadają taki sam adres.

W tabeli 2 zebrano razem wszystkie rozkazy układu TDA467x:

Sposób aplikacji i cechy układu TDA467X

Zewnętrzna aplikacja układu poprawiania jakości sygnału TDA467x jest prosta i składa się w zasadzie z kilku kondensatorów sprzęgających i kilku spełniających rolę pamięci. Wartości pojemności tych kondensatorów nie są krytyczne. Rys.12 pokazuje układ aplikacyjny z zalecanymi wartościami elementów. Dla proponowanej aplikacji układu TDA467x przedstawionej na rys.12 napięcia zasilania na nóżkach 1 i 5 układu scalonego podawane są - dla pewności - poprzez filtr RC (15Ω, 47μF) będący jednocześnie zwykłym układem odsprzężenia.

Trzy sygnały wejściowe - Y_{we} oraz $(R\text{-}Y)_{we}$ i $(B\text{-}Y)_{we}$ - doprowadzone są do nóżek 16, 3 i 7 układu TDA467x poprzez pojemności sprzęgające, przy czym kondensatory te służą



Rys.12. Zalecana aplikacja układu TDA467x.

jednocześnie jako pamięci pojemnościowe do próbkowania sygnału wejściowego. Prądy wejściowe, poza czasem próbkowania i przy nominalnej amplitudzie sygnałów wejściowych, wynoszą max 0.1μA, a podczas próbkowania max 190μA. Oporność, poza czasem próbkowania, wynosi max 5 MΩ, pojemność wejściowa nominalnie 3 pF.

Sygnały szyny I^2C oraz sygnał *sandcastle* doprowadzone są bezpośrednio (bez jakichkolwiek elementów sprzęgających) do wyprowadzeń 9, 10 i 17 układu scalonego. Na wyprowadzenie 17 musi być podany dwu- lub trzypoziomowy impuls *sandcastle*, zawierający impulsy H + V + *burst* dostarczone z układu synchronizacji o zasilaniu 5 lub 12 V.

Sygnały wyjściowe układu - opóźniony i ewentualnie zmieniony poprzez układ korekcji apertur sygnał Y_{wy} oraz oba sygnały różnicowe z ewentualnie poprawioną stromością zboczy $(R\text{-}Y)_{wy}$ i $(B\text{-}Y)_{wy}$, są do dyspozycji na wyprowadzeniach 12, 4 i 6 układu scalonego. Amplitudy tych sygnałów nie różnią się od wartości amplitud sygnałów wejściowych. W stopniach wyjściowych układu scalonego znajdują się wtórniki emiterowe ze źródłami stałoprądowymi w emiterach. Impedancja wyjściowa na wyprowadzeniu 12 (Y_{wy}) wynosi 160Ω, a na wyprowadzeniach 4 i 6 (sygnały różnicowe) max 100Ω. Ze wszystkich trzech wyjść sygnałowych można pobrać prąd $1 \leq$ mA oraz dostarczyć prąd $0.4 \leq$ mA.

Przedstawione funkcje *peaking* i *coring* w uproszczonej formie realizowane sa także przez układy TDA8366 (jednoukładowy, multistandardowy procesor sygnału telewizyjnego z obróbką sygnału p.cz. sterowany szyną I^2C) oraz TDA8376 (podobnie jak TDA8366 lecz bez p.cz.).

Tabela 2

Bit w bajcie danych		D_7	D_6	D_5	D_4	D_3	D_2	D_1	D_0
Nazwa rozkazu	10_{Hex}	-	SC5	CTI	D5	D2B	D2A	D1	D/2
pod subadresem	11_{Hex}	NR	PEAK	LCF	-	-	-	PCON1	PCON0

■

Porady serwisowe dotyczące chassis firmy Philips

Bogusław Grubski

Poniższe porady opracowane zostały w oparciu o publikacje firmy Philips i dotyczą napraw oraz wprowadzonych przez firmę modyfikacji.

Chassis 2A

Uszkodzenie układu stopnia końcowego odchylania pionowego TDA3653AQ (w modelach z kineskopem 90) lub TDA3654Q (w modelach z kineskopem 110) oznaczonego IC7570 powodowane jest często przez utratę pojemności kondensatora C2571 (100uF, 25V). Kondensator ceramiczny 390pF/100V umieszczony od strony folii, również może być odpowiedzialny za uszkodzenie IC7570. Przy wymianie układu scalonego należy również wymienić te dwa kondensatory.

Chassis 2B

Gdy przy odtwarzaniu taśm VHS zabezpieczonych przed kopiowaniem występuje zakłócający wpływ sygnału *anti-copy:*

- zmień C2544 z 47nF na 22nF;
- dodaj kondensator 3,3µF równolegle z C2545 (od strony folii);
- zmienić R3544 z 1,8k na 3,6k;
- dla optymalnego rezultatu może zajść potrzeba zmiany C2544 na minimalnie większy lub minimalnie mniejszy niż 22nF.

Promieniowanie z dekodera Nicam może powodować interferencje w paśmie radiowym FM na obszarach gdzie warunki odbior są niekorzystne. Gdy problem ten wystąpi, należy dokonać następujących modyfikacji:

1) Cewkę L9494 przemieścić jak najbliżej IC7450. W tym celu należy:

- przeciąć ścieżkę pomiędzy n.40 IC7450 i cewką L9494 (jak najbliżej n.40);
- wylutować umieszczony po stronie folii kondensator rurkowy 47pF;
- wylutować cewkę L9494 (10uH) i przylutować ją jak najbliżej IC7450 (wykorzystując wykonane poprzednio cięcie ścieżki);
- połączyć srebrzanką wysepki lutownicze po L9494.

2) Pomiędzy n.2 i n.3 złącza krawędziowego S10 przylutować od strony folii kondensator SMD 47pF.

Chassis: 2B, CP90, CP110, G90 i G110

Zmieniony został układ scalony mikrokontrolera teletekstu na MAB8461P/W196 aby zapobiec ciągłemu wyświetlaniu nagłówka strony w pewnych warunkach w trybie „podstron".

Chassis 3A

Aby zapobiec przepalaniu się bezpiecznika F1642 w zasilaniu 7V w odbiornikach wyposażonych w PIP i Nicam, zmieniono jego wartość z T800mA na T1,25A.

Chassis CP110

W ostatnim okresie produkcji układ scalony dekodera koloru IC7260 został zmieniony z TDA3562/N5 na TDA3566/N5. W tym samym czasie wyeliminowano R3292, R3293 i Tr7267. Jeśli w wyniku powyższych zmian, regulacja cewką L5270 (regulacja fazy PAL) nie zapewnia uzyskania optimum, należy zmienić wartość L5271 na 15uH.

Dla poprawienia ochrony tranzystora kluczującego Tr7665 (BUT11AF) wprowadzono w obwodzie sterowania bazy, równolegle do cewki L5656, rezystor 39 ohm.

W ostatnim okresie produkcji wprowadzono również obwód zabezpieczający układ scalony przetwornicy IC7669 (TEA1039) przed uszkodzeniem w wyniku impulsowych wzrostów napięcia sieci. Obwód ten dołączony jest do n.9 IC7669.

Chassis D16-III

Lekkie falowanie pionowych linii występujące gdy sygnał video wprowadzany jest przez gniazdo SCART2 może być usunięte przez następującą modyfikację:

- usunięcie przewodu 9297;
- usunięcie zwory SMD 4219;
- połączenie kablem koncentrycznym odpowiedniej długości n.20 gniazda SCART2 z n.5 IC7265 (przełącznik S-VHS);
- połączenie plecionką n.21 gniazda SCART2 z n.6 IC7265.

Chassis FL1.0 FL1.1

Nieznaczne zakłócenia pochodzące z magistrali I2C mogą być słyszalne z lewego głośnika w warunkach ciszy gdy regulator tonów wysokich jest w jednej ze skrajnych pozycji. Efekt ten nie występuje gdy regulator ustawiony jest w środkowej pozycji. Poprawę uzyskamy po wykonaniu następujących modyfikacji:

- przecięcie ścieżki w pobliżu n.14 procesora audio IC7680 (TDA8425);
- przylutowanie kondensatora ceramicznego 4n7/63V pomiędzy n.14 IC7680 i uziemione wyprowadzenie C2694; wyprowadzenia kondensatora powinny być jak najkrótsze.

Chassis G90

W przypadku uszkodzenia zasilacza należy sprawdzić czy diody SMD są dobrze przylutowane na obu końcach.

Chassis G90 i G110

Gdy nastąpi uszkodzenie tranzystora kluczującego przetwornicy, należy wymienić również transoptor CNX83A w sprzężeniu zwrotnym.

Chassis G90, G110 i GR1-AX

Odbiorniki z ostatniego okresu produkcji zawierają EEPROM ST24C02CP zamiast X2402. W większości wypadków nie są wymagane żadne dodatkowe zmiany. Jednak w chassis G90B/G110 zworą SMD należy zastąpić C2724 a R3729 należy usunąć. W chassis GR1-AX EEPROM ST24C02CP

wyposażony jest w metalowy ekran, który musi być umieszczony nad nim i przylutowany w miejsce zwory 9020; zasilacz 5V również należy zmodyfikować zgodnie z rys.1.

Należy pamiętać, że po włożeniu nowego EEPROMU należy na nowo zaprogramować stacje TV oraz nastawy parametrów obrazu i dźwięku. W nowym EEPROMie nastawy te są minimalne co może sprawiać wrażenie uszkodzenia.

Chassis G90AE

W celu zredukowania pionowych prążków po lewej stronie ekranu wprowadzono w torze zasilania linii +95V (n.5 transformatora linii) dodatkowy obwód złożony z dławika i równolegle z nim połączonego szeregowego obwodu RC. Dławik ma indukcyjność 82μH, rezystor ma oporność 33 ohm, a kondensator ma pojemność 10nF. W celu wprowadzenia tego obwodu do wcześniej wyprodukowanych odbiorników należy:

- umieścić dławik w miejscu zwory 9547;
- połączyć rezystor i kondensator szeregowo i umieścić w miejscu zwory 9548 (kondensator dołączyć do n.5 transformatora);
- połączyć przewodem dodatnie wyprowadzenie C2631 (47μF) i zworę 9609.

W odbiornikach z ostatniego okresu produkcji dodano bezpiecznik T400mA (F1670) włączony między anodę tyrystora *standby* Ty6670 i n.15 transformatora przetwornicy T5625. Jest on montowany na małej płytce wraz z Ty6670.

Chassis G90AE-Sat

Przy nagrywaniu przez gniazdo BU8/9 na niektórych kanałach satelitarnych może być słyszalny warkot. Efekt ten może być zlikwidowany przez dodanie kondensatora elektrolitycznego 1000uF w zasilaniu +13V satelitarnego modułu fonii. Kondensator umieścić należy po stronie elementów pomiędzy zworą 9112 (wyprowadzenie dodatnie) a zworą 9113 (wyprowadzenie ujemne). Gdy zwora 9113 nie istnieje, to dla ujemnego wyprowadzenia kondensatora należy wykorzystać otwór w pobliżu cewki L5212.

Chassis G90B

W przypadku uszkodzenia znajdującego się na płytce kineskopu TDA8153 (IC7380) należy zastosować dodatkowy kondensator elektrolityczny 4,7uF/250V pomiędzy n.4 (+) i n.8 (-) zabezpieczający przed uszkodzeniem w wyniku wyładowania w kineskopie.

Chassis G90B i G110

Odbiorniki z ostatniego okresu produkcji wyposażone są w układ dekodera koloru TDA8390/N4 zamiast TDA8390/N3. Układy te są niezamienne. Po wprowadzeniu wersji N4 należy wprowadzić dodatkowo następujące zmiany:

W chassis G90B:
- usunąć R3313, R3340, R3341 i D6336;
- zmienić C2352 na 15pF, R3336 na 3k9, R3338 na 6k8.

W chassis G110:
- usunąć R3340, R3341 i D6336;
- zmienić: R3371 na 1M2 i R3372 na 680k.

Również w ostatnim okresie produkcji zmieniony został układ synchronizacji z TDA2579 w wersji N6 lub N7 na TDA2579A/N8. Przy okazji zmieniono wartości kilku elementów w celu wyeliminowania drżenia pola na początku jego wybierania.

W niektórych odbiornikach z dekoderem Nicam słyszalne jest w trybie AV zakłócenie przypominające tykanie. Efekt ten może być zmniejszony przez następujące modyfikacje w module Nicam:

- usunięcie rezystora SMD R3044/5 i przecięcie ścieżki pomiędzy n.14 i n.15 IC7040;
- połączenie przewodami ekranowanymi o długości ok. 100mm n.12 IC7150 z n.14 IC7040 oraz n.11 IC7150 z n.15 IC7040. Ekran przewodu należy połączyć z n.1/2/3 IC7040;
- dołączenie kondensatorów ceramicznych 4,7nF pomiędzy n.4 i n.18 IC7150 oraz między n.5 i n.20 tego samego IC7150. Wyprowadzenia kondensatorów powinny być jak najkrótsze.

Chassis G110

Wprowadzono dodatkowe zabezpieczenie tranzystora kluczującego przetwornicy Tr7625 (BUT18AF) w postaci dwóch połączonych szeregowo diod BYD73B włączonych pomiędzy jego bazę i emiter (anoda od strony bazy). Przy okazji należy sprawdzić czy tranzystor Tr7654 sterujący transoptorem jest typu BC817 a nie BC847.

W niektórych odbiornikach, głównie tych, które wyposażone są w płytkę kineskopu w wersji 0.4 występują w pewnych warunkach po lewej stronie ekranu pionowe prążki. Można zminimalizować te objawy przez usunięcie zwory 9302 sąsiadującej z wyprowadzeniem 19G. W odbiornikach z dekoderem Nicam, połączenie zwor 9011 i 9126 z masą płyty głównej może przynieść dalszą poprawę.

W przypadku narzekań na zbyt mały kontrast teletekstu, należy usunąć diodę D6813 umieszczoną na module teletekstu od strony folii.

Czerwone rozbłyski występujące podczas zmiany kanałów lub przy odtwarzaniu z magnetowidu (tryb STILL lub SEARCH) można zlikwidować przez zmianę wartości kondensatorów SMD C2434/5 z 0,1uF na 2,2nF. Kondensatory umieszczone są na płycie głównej w pobliżu IC7425.

Chassis GR1-AX

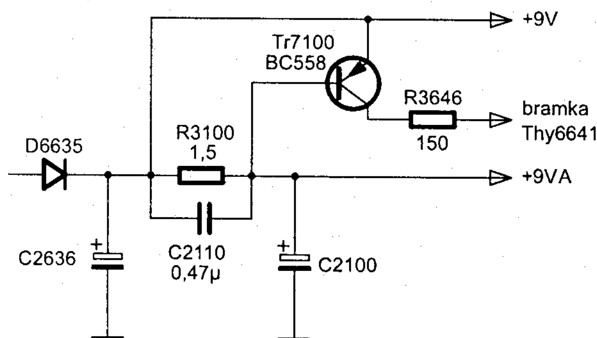
Gdy wystąpi uszkodzenie któregokolwiek z następujących elementów: R3616, R3680 (obydwa po 1 ohm), D6610 (BZY79C10) lub tranzystora kluczującego przetwornicy Tr7610 (MOSFET) należy wymienić wszystkie wymienione elementy.

Uwaga: *Przetwornica dostarcza napięcia 95V przy maksymalnym obciążeniu 33W. Nie można więc stosować żarówki 60W/240V (tak jak to się na ogół czyni) jako obciążenie zastępcze przy szukaniu uszkodzeń. Nawet żarówka 15W może powodować problemy ze startem przetwornicy z powodu bardzo małej rezystancji włókna w stanie zimnym. Sprawna przetwornica będzie pracowała również przy braku obciążenia (wylutowany dławik L5660) wytwarzając w tych warunkach na wyjściu napięcie 97V.*

***Uwaga:** Na schemacie ideowym i rysunku montażowym płyty głównej zamieszczonych w instrukcji serwisowej jest błąd. Prostownik 160V powinien być włączony pomiędzy n.1 i n.5 transformatora linii a nie pomiędzy n.1 i n.6. Do n.6 doprowadzone jest bowiem napięcie 95V zasilające stopień końcowy linii.*

Tranzystor Tr7705 (PH2369) może być odpowiedzialny za problemy przy dostrajaniu do stacji TV (stacje pojawiają się na prawo w stosunku do swoich normalnych pozycji na skali częstotliwości, a wyższe kanały są nieosiągalne).

Dla poprawy bezpieczeństwa przy zwarciu linii zasilania 9V zostały wprowadzony dodatkowy układ pokazany na rys.1.

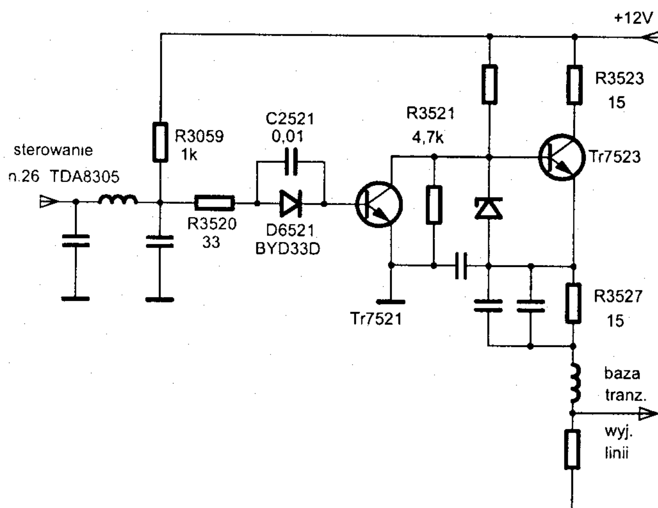


Rys.1. Modyfikacje zasilacza 9V w chassis GR1-AX.

Przy zwarciu, wskutek zwiększonego prądu przepływającego przez R3100, Tr7100 przewodzi powodując włączenie tyrystora zabezpieczającego Ty6641, który z kolei odłącza zasilanie stopnia końcowego linii.

Wprowadzono również modyfikacje w stopniu sterującym linii. Zmodyfikowany układ pokazano na rys.2.

Wprowadzono zmiany zapobiegające włączaniu się odbiornika ze *standby* w tryb STORE LOCK, w którym nie ma możliwości programowania odbiornika. W tym celu:



Rys.2. Modyfikacje w stopniu sterującym linii w chassis GR1-AX.

- zmieniono pamięć (IC7785) na ST24C02CP;
- zasilanie pamięci wzięto z R3797 a nie jak do tej pory z połączenia R3770/R3767.

W wypadku występowania zaników koloru przy odtwarzaniu taśm o kiepskiej jakości, poprawę można uzyskać przez zwiększenie wartości pojemności C2322 z 0,22µF do 1µF.

Gdy zauważalny jest wpływ sygnału *anti-copy* przy odtwarzaniu taśmy zabezpieczonej przed kopiowaniem, pomogą następujące zmiany:

- C2050 na 47nF, C2322 na 1µF, R3050 na 75k, R3051 na 1,5k.

Chassis GR2.1

Jeśli w odbiornikach w wersji z dekoderem NICAM występują wielokrotnie kilkusekundowe wyciszenia fonii i zaniki wizji, należy usunąć C2721. Odbiorniki, których to dotyczy mają numer seryjny rozpoczynający się od QG06... Zawierają one w miejscu R3771 płytkę zabezpieczającą pamięć.

Wyeliminowanie „buczenia" w trybie *standby* nastąpi po zmianach: R3673 na 4,64k i R3674 na 1,05k.

Aby zapobiec uszkodzeniom zasilacza przy włączaniu ze *standby* wprowadzono następujące zmiany:

- R3663 na 5,6k;
- R3674 na 1k;
- D6670 na TAGE0102AA;
- IC7624 na selekcjonowaną wersję CNR50.

Chassis KT4 i K40

Uszkodzenie układu odchylania pionowego TDA3650 (IC7110) następuje często wskutek zmniejszenia się pojemności kondensatora C2107 (100µF, 50V). Sporadycznie pojawiającą się usterkę, objawiającą się ściśnięciem obrazu u góry ekranu może powodować uszkodzona dioda D6107 (BAX18). Gdy zachodzi konieczność wymiany IC7110, należy wymienić również C2107 i D6107 (BYD33D). Przy okazji należy poprawić punkty lutownicze transformatora linii, bowiem zdarzają się tu często zimne lutowania powodujące uszkodzenia układu odchylania pionowego.

Tunery

Późniejsze wykonania chassis: CP90, CP110, G90AE, GR1-AX i Anubis A wyposażone są w tunery typu U943 w miejsce wcześniejszych U743. Wiążą się z tym następujące zmiany:

- w GR90AE dodano C2006, R3006 (SMD) i zworę 9701;
- w GR1-AX dodano C2004, zworę 9087 i zworę lub dławik 9510/L5000;
- w Anubis A dodano R3003 i R3004 (SMD).

Tuner U341 stosowany w chassis K30 i K35 nie jest już produkowany i w razie konieczności wymiany należy go zastąpić przez U342LO.



Wybrane uszkodzenia i problemy eksploatacyjne w odbiornikach CURTIS: C-14M1..., C-20M1..., C-20M2..., C-21M1..., C-21M2..., C-25M1..., C-28M1... -VT, PVT

Zmiana poziomu jasności telegazety

Dotyczy: wszystkich modeli.
Zmienić wartość trzech rezystorów w module TXT lub PIP TXT: R804, R805, R806 z wartości 1k na 470Ω - rysunek 1.

Zabezpieczenie zasilania układu odchylania pionowego

Dotyczy: wszystkich modeli.
Zmienić wartość rezystora FR401 z wartości 4.7Ω 0.5W na 1Ω 1.5W (FUSIBLE) - rysunek 2.

Zbyt wysoki poziom głośności na pierwszym stopniu (odwzorowania graficznego) wzmocnienia fonii

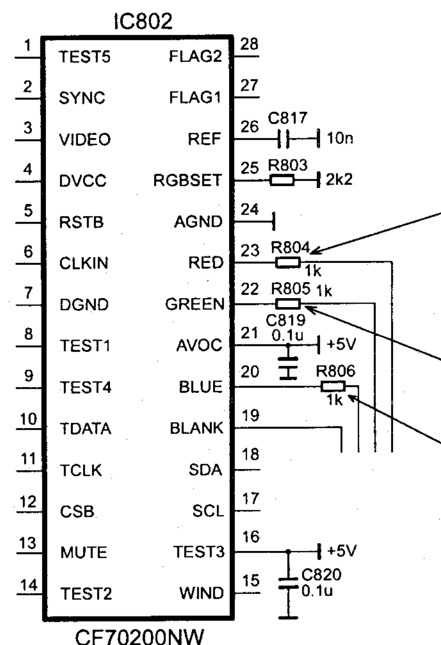
Dotyczy modeli: C-14M1, C-20M1, C-20M2, C-21M1, C-21M2 -VT, PVT
W celu zlikwidowania tego problemu należy zmienić wartości dwóch rezystorów (rysunek 3):

- R605 z wartości 7.5k na 8.2k tej samej mocy,
- R602 z wartości 10k na 22k tej samej mocy.

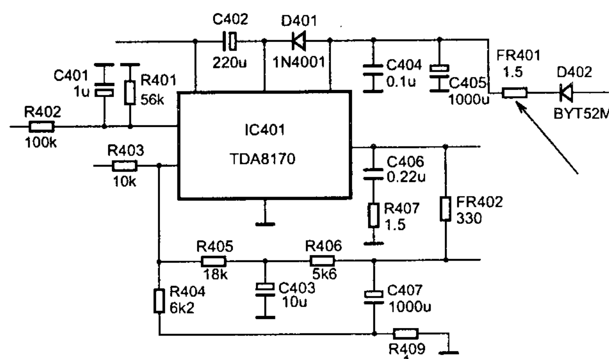
Efektem tej modyfikacji będzie zmniejszenie poziomu mocy wyjściowej na pierwszym stopniu bez zmniejszania poziomu przy nastawieniu na maksimum.

Zrywanie synchronizacji obrazu przy maksymalnych nastawach kontrastu lub przy bardzo dynamicznych zmianach treści wizyjnej

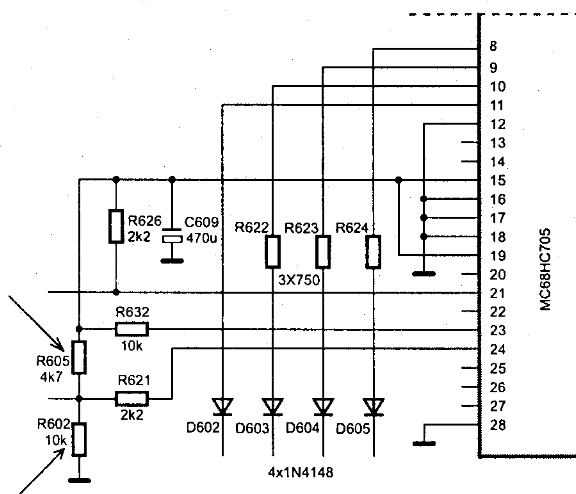
Dotyczy: wszystkich modeli
Zmienić wartość rezystora: R210 z 390Ω na 39Ω tej samej mocy - rysunek 4.



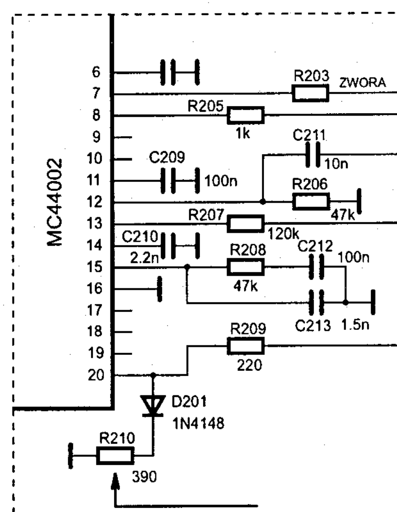
Rys.1.



Rys. 2.

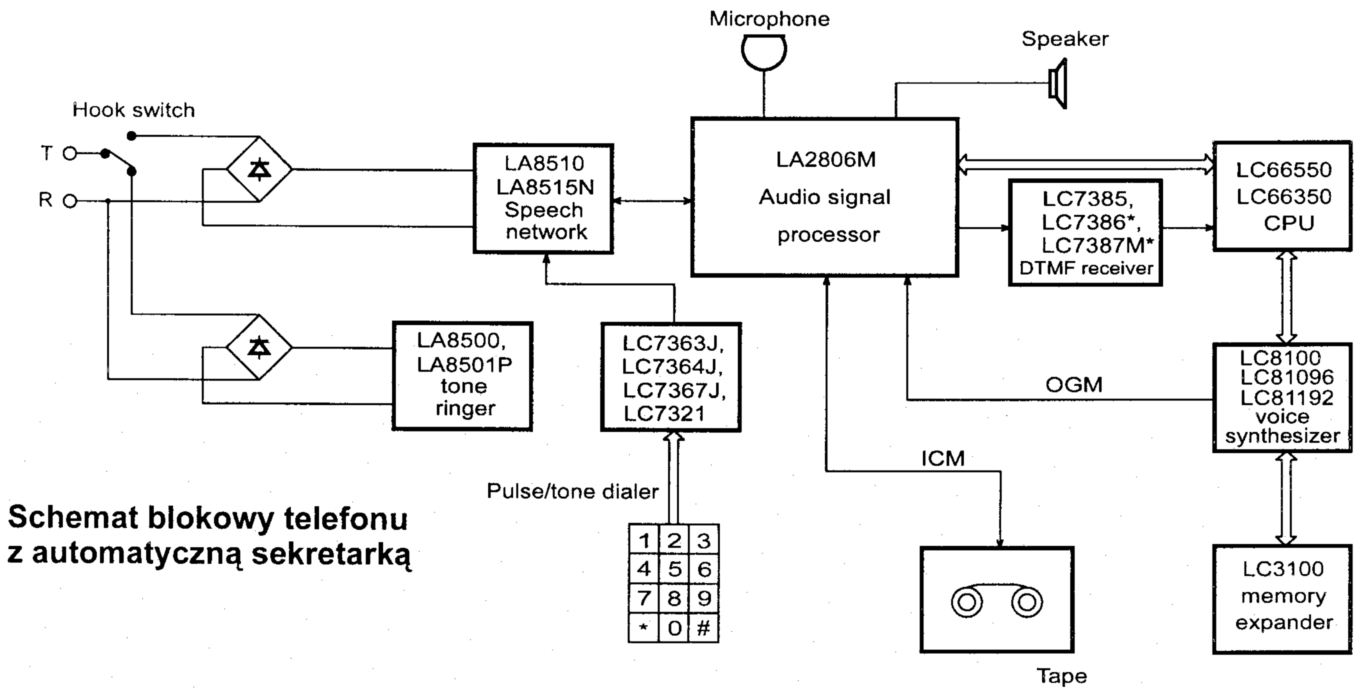


Rys.3.



Rys.4.

Układy scalone SANYO w telefonach

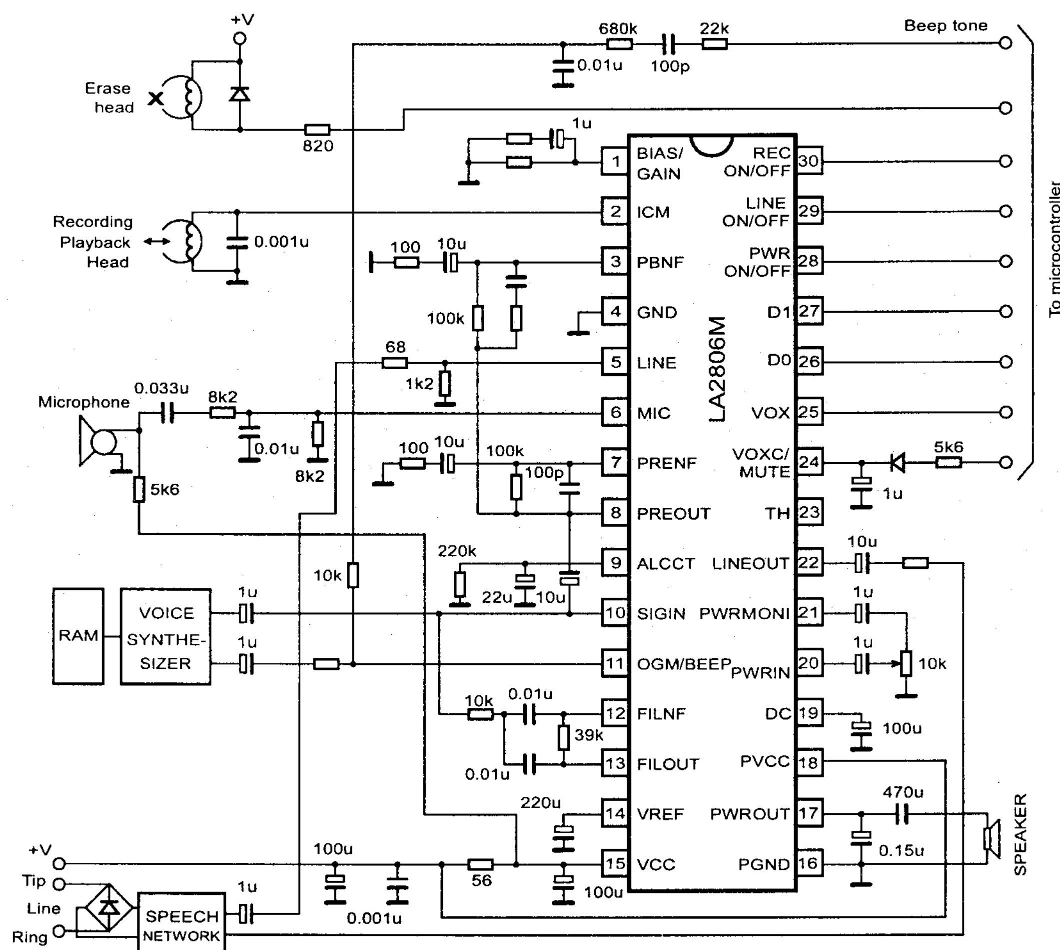


Schemat blokowy telefonu z automatyczną sekretarką

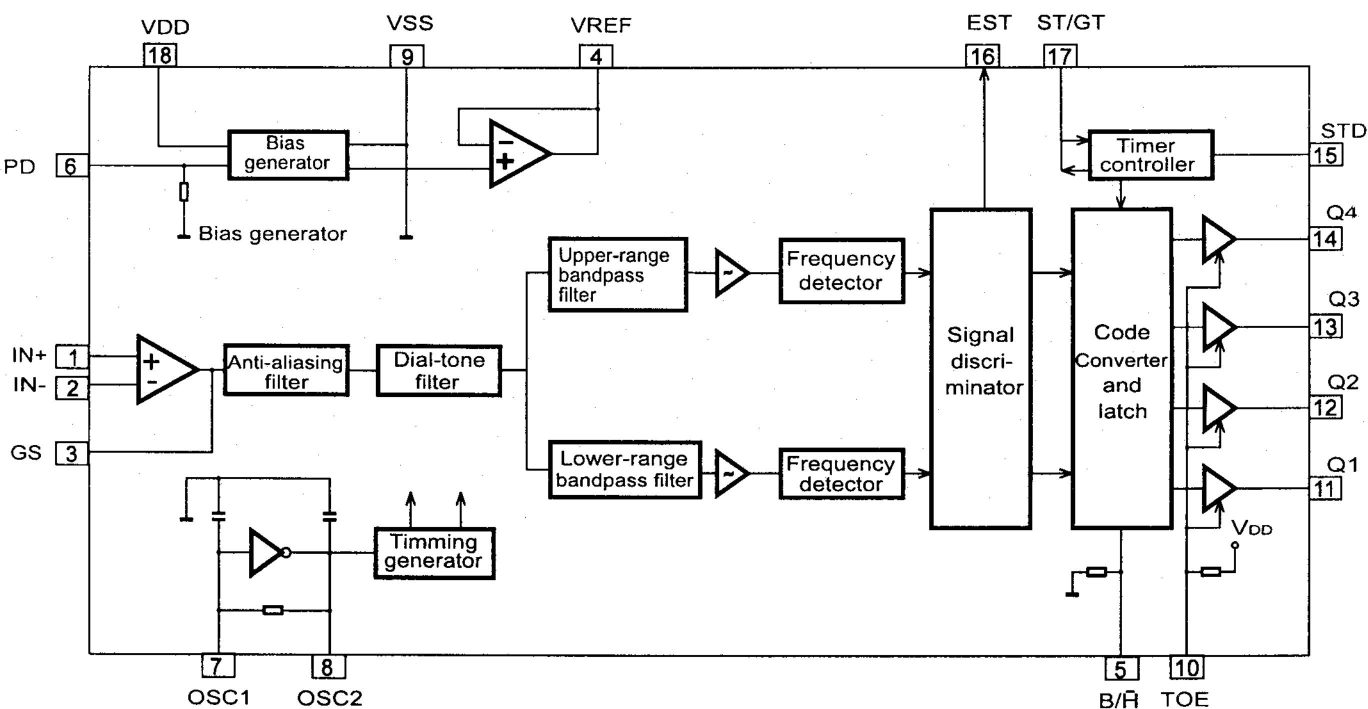
LA2806M - procesor mowy - schemat blokowy

Układy scalone SANYO w telefonach

LA2806M - procesor mowy - typowa aplikacja



LC7385, LC7385M - odbiornik DTMF- schemat blokowy



Porady serwisowe

Jan Maszkowski, Tadeusz Młynarczyk, Mirosław Bienias, Kazimierz Kula, Zbigniew Malinowski

Uwagi Czytelników

Pan T. Młynarczyk nadesłał do redakcji swoje spostrzeżenia dotyczące porad serwisowych:

1. W numerze 2/97 „SE" (strona 28) błędnie narysowany jest kondensator C428 - powinien być włączony pomiędzy linię +103V i masę, a nie szeregowo w linii +103V.
2. W numerze 3/97 „SE" (strona 24, rys.2) - diody D523 i D521 powinny być narysowane odwrotnie (przy polaryzacji jak na rysunku otrzymamy napięcia ujemne). Usterka opisana w tym miejscu (OTVC Graetz 2151VTEE) wywołuje dodatkowe efekty:
   - występowanie kilku pionowych ciemnych pasów na przyciemnionej części ekranu,
   - problemy z synchronizacją poziomą przy przełączaniu programów i strojeniu programów.

Autor spotkał się jeszcze z inną, powtarzającą się usterką telewizora Graetz: na ekranie telewizora z prawej strony widoczny szeroki pionowy pas (czarny). Winny jest „zimny" lut (a właściwie brudny lut) końcówek kondensatora C516. Ten defekt jest widoczny gołym okiem przy uważnym oglądaniu płyty głównej odbiornika.

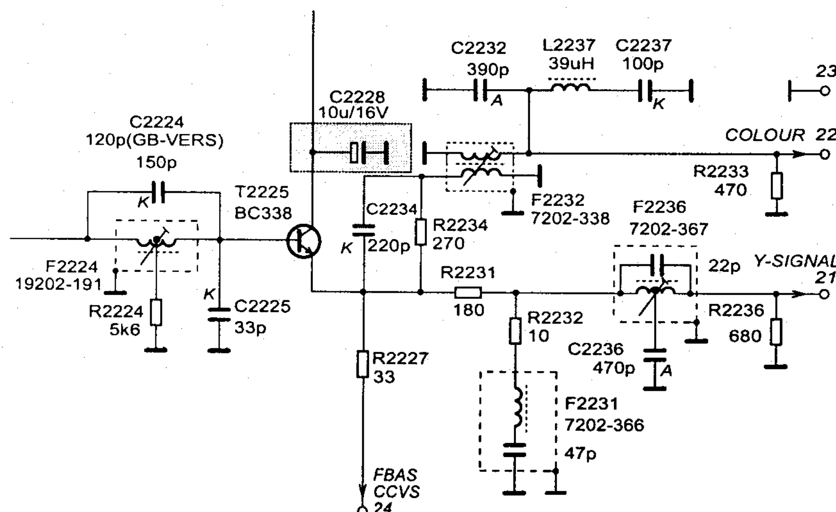
T.M.

Od Redakcji: *Dziękujemy za nadesłane sprostowania i uwagi. Przepraszamy naszych Czytelników za zaistniałe pomyłki.*

OTVC GRUNDIG T56-140 (CUC71)

W odbiorniku GRUNDIG T56-140 (CUC 71) „ginie" kolor. Moduł dekodera jest w porządku (sprawdzony w innym odbiorniku). Przyczyną jest brak pojemności kondensatora C2228 (10μF/16V) blokujący kolektor tranzystora T2225 w module w.cz.-p.cz. - rys.1.

J.M.



Rys.1. Fragment schematu ideowego odbiornika GRUNDIG T56-140 (CUC71).

OTVC ELEMIS5510 a dekoder *CANAL+*

Chciałbym się podzielić swoim doświadczeniem dotyczącym współpracy odbiornika „ELEMIS 5510" i pochodnych z dekoderem CANAL+.

W odbiornikach tych załączenie wejścia AV powoduje blokadę pośredniej częstotliwości poprzez tranzystor T503 znajdujący się na płycie bazowej. Wystarczy usunąć ten tranzystor. W odbiornikach wyposażonych w moduł MET 2044 można uzyskać podobny efekt zastępując zworę D905 diodą BAVP17 lub podobną.

M.B.

OTVC Mediator PHILIPS Model 5362/06R

Po włączeniu odbiornika do sieci nic się nie dzieje. Uszkodzona przetwornica brak napięcia głównego. Uszkodzeniu uległy następujące części przetwornicy: sterownik przetwornicy TEA1039, tranzystory 2 SC337-6881, 2SC338-6676, kondensator 4,7 μ/50V, tranzystor kluczujący BUT 11. Przyczyną tych uszkodzeń był pozystor typ 2322-662-98009. Część pozystora była pęknięta i iskrzenie pozystora było słychać jako trzaski. W tym typie telewizora pracuje przetwornica zmiennoczęstotliwościowa i iskrzenia w jej obwodzie mogą powodować takie uszkodzenia. Po wymianie uszkodzonych części napięcie główne po stronie wtórnej przetwornicy pulsuje. Przyczyną pulsowania był wadliwy kondensator 100 pF wpięty do nóżki 5 TEA1039. Po wymianie kondensatora przetwornica pracuje normalnie.

K.K.

OTVC SIESTA 2 OTC M645T M645TS

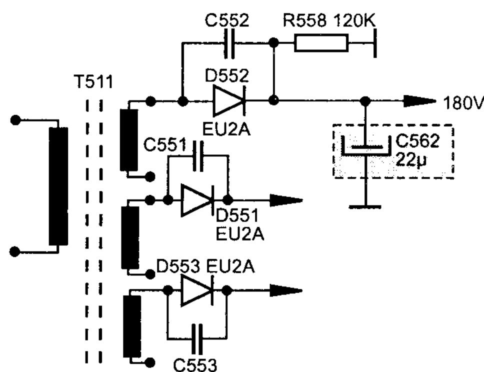
Po włączeniu odbiornika do sieci ekran jest ciemny, brak wizji i fonii. Po sprawdzeniu przetwornicy i układu odchylania poziomego i pionowego okazało się, że uszkodzony jest procesor odchylania poziomego i pionowego wraz ze sterownikiem przetwornicy. Po wymianie procesora U551 TEA 2029-C, ekran u góry świeci, a u dołu jest ciemny, brak wizji i fonii. Następnym uszkodzonym elementem okazał się tyrystor TH551 typ ESM-740, którego bramka poprzez rezystor R555 jest wpięta do nóżki 4 procesora. Po wymianie tyrystora wróciły do normy wszystkie funkcje telewizora. Jeszcze mała uwaga - w mojej praktyce serwisowej spotkałem się z podobnymi objawami w telewizorze „OTAKE", gdzie jest identyczny układ elektroniczny jak w „SIESTA 2".

K.K.

OTVC OTAKE Color 5130 RC i 1530 RC

Opisuję to uszkodzenie jako ciekwostkę, gdyż uszkodzonym elementem był mały niepozorny kondensator. Objawy po włączeniu odbiornika do sieci są następujące: na ekranie pojawia się obraz i fonia, ale tylko na moment. fonia zanika, a obraz na ekranie jest postrzępiony i niestabilny, tak jakby było iskrzenie na W.N. lub trafopowielaczu albo brak identyfikacji. Przyczyną całego zamieszania okazał się kondensator elektrolityczny 1μF/50 C210 wpięty do nóżki 7 układu IC201 LA7520. Po wymianie kondenstora C210 wszystkie usterki zniknęły i odbiornik pracuje normalnie.

K.K.

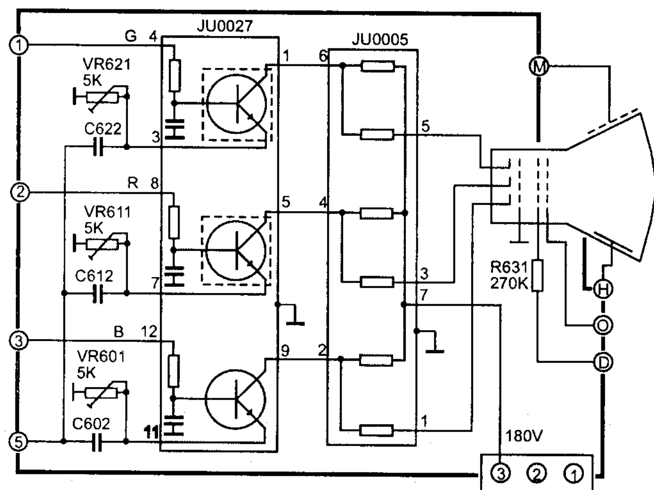


Rys.3.

OTVC SANYO MODEL CEM2601PV-00

Dość często pojawiającym się uszkodzeniem w odbiorniku CEM2601-PV i jemu podobnych są „zimne lutowania" na module wzmacniaczy RGB JU0027 (ceramiczna płytka z elementami napylanymi i SMD). W opisywanym przypadku uszkodzenie objawiało się złym balansem bieli. Ekran odbiornika był przesycony na przemian kolorem purpurowym (brak sygnału G) lub turkusowym (brak sygnału R). „Zimne lutowania" wystąpiły na dwóch z trzech tranzystorów SMD umieszczonych na module JU0027. Luty należy poprawiać bardzo delikatnie, tak aby nie spowodować odparzenia napylonych ścieżek i wysepek lutowniczych. Fragment schematu ideowego odbiornika SANYO przedstawia rysunek 2.

Z.M.



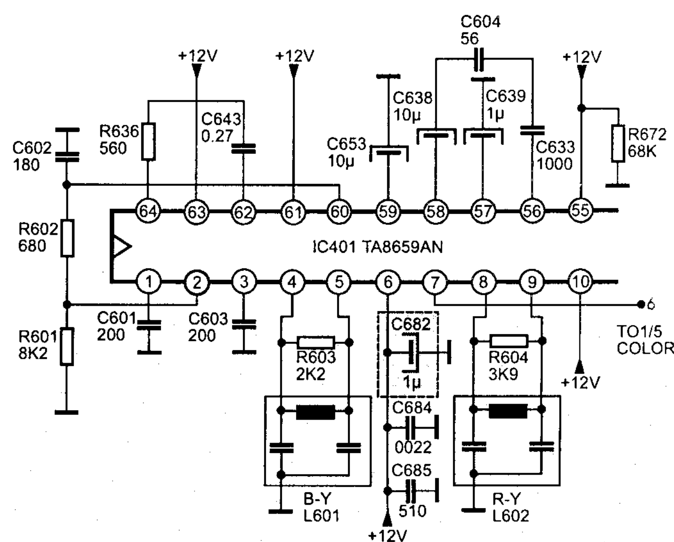
Rys.2.

OTVC OTAKE MODEL COLOR 517

Odbiornik pracuje, jednak w systemie PAL brakuje koloru. Przyczyną tego stanu w opisywanym przypadku okazał się kondensator elektrolityczny C682 1μ/63V włączony w układzie filtracji napięcia 12V doprowadzonego do nóżki 6 układu scalonego TA8659. Wylutowany kondensator mierzony przyrządem sprawiał wrażenie dobrego jednak w układzie pracował wadliwie. Fragment schematu odbiornika OTAKE przedstawia rysunek 4.

Z.M.

***Uwaga:** w modelu COLOR 517 kondensator C682 montowany jest od strony mozaiki.*



Rys.4.

OTVC SANYO MODEL CEM 6022P-OO

Odbiornik pracuje, fonia normalna jednak na ekranie zamiast treści obrazu obserwujemy zakłócenie przypominające „słoje drzewa" (zjawisko występuje również przy braku sygnału antenowego).

Pomiary napięć zasilacza wykazały złą wartość napięcia w gałęzi 180V (około 105V). Przyczyną usterki okazał się kondensator C562 22μ/250V. Fragment układu przetwornicy napięcia odbiornika CEM 6022P-OO przedstawia rysunek 3.

Z.M.

OTVC ROYAL MODEL TV5115B

Odbiornik pracuje, jednak na ekranie obserwujemy wyginanie obrazu wolno przesuwające się od góry do dołu ekranu. Wykonane pomiary napięcia po mostku prostowniczym wykazały zaniżoną wartość 275V (około 210V). Przyczyną uszkodzenia okazał się kondensator C907 100μ/400V. Po wymianie C907 zjawisko ustąpiło.

Z.M.



Magnetowidy systemu VHS - podstawy (cz. 3)

Serwomechanizmy

Krzysztof Stroiński

W języku potocznym, szczególnie w gwarze serwisowej, układy serwomechanizmów w magnetowidach, to tylko napęd dysku wizyjnego (*Drum Servo*) oraz napęd przesuwu taśmy (*Capstan Servo*). Jest to zdecydowanie zawężenie zakresu znaczenia pojęcia „serwomechanizmu".

Układem serwomechanizmu jest również mechanizm ładowania/wyładowywania kasety, mechanizmy zmiany trybu pracy mechaniki magnetowidu czy też, w starszych albo bardziej profesjonalnych wykonaniach, mechanizm przewijania taśmy. Dla potrzeb serii artykułów o magnetowidach VHS wystarczającą definicją serwomechanizmu będzie:

Serwomechanizm jest układem, który po otrzymaniu polecenia (rozkazu) wykonuje pewien zbiór czynności mechanicznych opisanych i zdefiniowanych przez algorytm pracy danego serwomechanizmu.

Zgodność czynności wykonawczych z algorytmem pracy jest warunkiem koniecznym, aby układ był serwomechanizmem. Porównanie rzeczywistego zachowania się układu z jego algorytmem pracy jest najkrótszą i najprostszą drogą do wykrycia przyczyny niesprawności serwomechanizmu, lokalizacji uszkodzenia i skutecznej naprawy najniższym nakładem pracy i materiałów. Algorytmy pracy nie są jednak dostępne nawet w dość szczegółowych instrukcjach serwisowych. Sytuacja ta wymusza konieczność działania „instynktownego" wspieranego przede wszystkim doświadczeniem naprawiającego. Instynktowna część działania, to często nieświadome odwołanie się do domniemanego algorytmu pracy serwomechanizmu. Z całą pewnością konstrukcja mechaniczna kasety VHS i inne wymagania systemowe znacznie ograniczają stopień swobody konstruktorów magnetowidów. Dlatego też, algorytmy pracy serwomechanizmów różnią się od siebie znacznie mniej niż ich szczegółowe rozwiązania konstrukcyjne. Przedstawienie niektórych algorytmów jest jednym z celów artykułu.

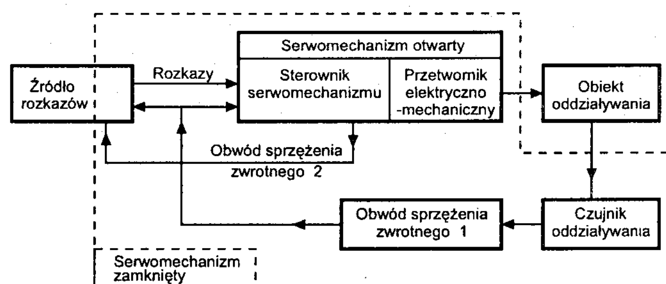
Ponieważ artykuł omawia serwomechanizmy od podstaw, niezbędne jest wprowadzenie ich klasyfikacji według pewnych wybranych i powszechnie przyjętych kryteriów, tak jak przedstawia to rysunek 3/01.

Autor przypuszcza, że pewnym ułatwieniem zrozumienia niektórych z omawianych problemów będzie podanie przykładów, bądź odwołanie się bezpośrednio do zasad działania serwomechanizmów obecnych w życiu codziennym.

Klasyfikacja serwomechanizmów ze względu na kryterium (obecności) sprzężenia zwrotnego

Według kryterium obecności (występowania) sprzężenia zwrotnego serwomechanizmy dzielimy na:

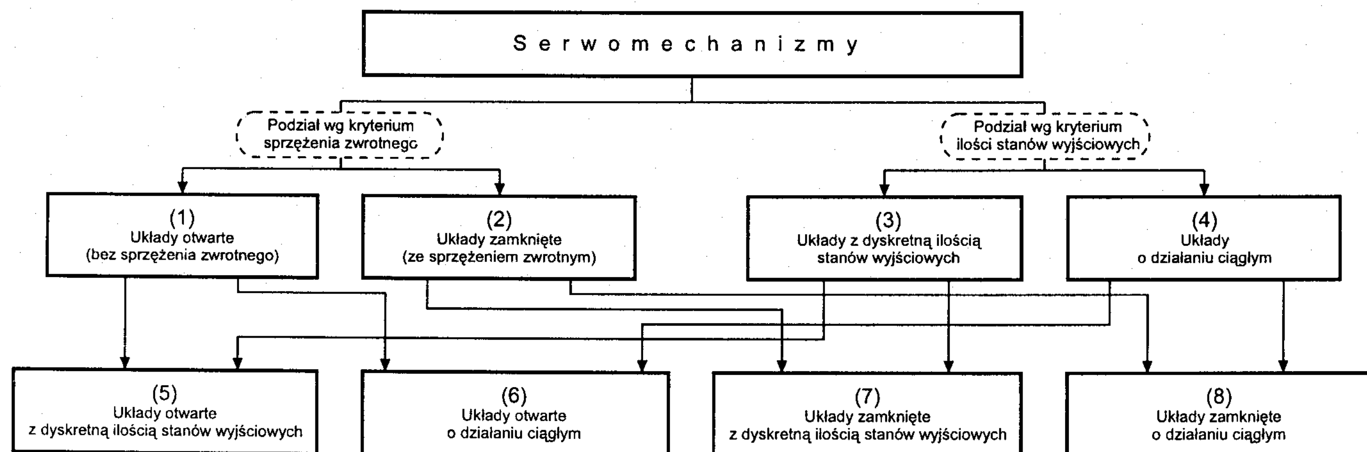
1. serwomechanizmy otwarte - bez sprzężenia zwrotnego
2. serwomechanizmy zamknięte - ze sprzężeniem zwrotnym - (rysunek 3/02)



Rys. 3/02. Schemat strukturalny serwomechanizmu zamkniętego.

Serwomechanizmy otwarte (1)

Realizują jednokierunkowe oddziaływanie źródła rozkazów na obiekt oddziaływania (podlegający regulacji). Wynik oddziaływania nie podlega tutaj kontroli. W zastosowaniach mechanizmów otwartych przyjmuje się założenie, że działanie serwomechanizmu wywołane właściwym rozkazem da właściwy i jedynie możliwy rezultat. Brak kontroli nad jakością wykonania rozkazu ogranicza zakres możliwych zastosowań serwomechanizmów otwartych. Stosuje się je do wykonywania prostych zadań (np. otwarcie rygla w drzwiach po przyciśnięciu przycisku domofonu), zadań pomocniczych (zwolnienie zapadki w



Rys. 3/01. Klasyfikacja serwomechanizmów.

mechanizmie G-II magnetowidów Panasonic po podaniu napięcia na cewkę elektromagnesu) albo, jeśli nie jest wymagana duża dokładność wykonania polecenia (pompka powietrza do akwarium). Warto zwrócić uwagę, że serwomechanizm otwarty otrzymuje się również z serwomechanizmu zamkniętego po przerwaniu pętli sprzężenia zwrotnego. W praktyce serwisowej właściwość ta okazuje się często przydatna do celów testowych, chociaż nie zawsze jest to możliwe. Z formalnego punktu widzenia każdy serwomechanizm zamknięty zawiera w sobie serwomechanizm otwarty - praktycznie dostęp do wejścia serwomechanizmu otwartego może być nierealny ze względu na tendencje scalania możliwie dużej ilości funkcji (kroków algorytmu) w układach scalonych. Znacznie łatwiej poszczególne funkcje serwomechanizmu wydzielić w starszych rozwiązaniach magnetowidów.

Uwaga serwisowa: Praktyczne zastosowanie przekształcenia serwomechanizmów zamkniętych w serwomechanizmy otwarte, to na przykład:

- sprawdzanie zintegrowanych z układem sterownika *(Driver)* silników przesuwu taśmy *(Capstan Motor)* w układzie mechaniki magnetowidu - przykład na rys. 3/03.
- sprawdzenie poprawności zmian trybu pracy mechanizmu w magnetowidach wyposażonych w silnik zmian trybu pracy (*Mode Motor*). Przy umiejętnym wykorzystaniu tej możliwości można krok po kroku sprawdzić pracę mechanizmu „na sucho" - odłączonego od reszty magnetowidu. Jest to szczególnie ważne wtedy, gdy mechanizm był rozłożony z jakiegoś powodu, a po złożeniu nie ma pewności, że wszystko jest w porządku. Często w takich przypadkach po włączeniu magnetowidu mechanizm rozsypuje się ponownie. Dlatego też taka metoda sprawdzenia mechaniki powinna być jak najczęściej stosowana. Na przykład firma SANYO wyposażała swoje serwisy w proste urządzenie do testowania mechanizmów P-88 i pochodnych stosowanych w popularnych modelach magnetowidów począwszy od modelu VHR4100. Urządzenie to, pozwala precyzyjnie (krok po kroku) przeprowadzić mechanizm przez wszystkie możliwe położenia. Osiągnięcie przez sprawdzany mechanizm każdej z pozycji (STOP, PLAY, REW L) jest sygnalizowane zapaleniem się odpowiedniej diody świecącej. Uproszczone rozwiązanie tego urządzenia przedstawia rysunek 3/04.

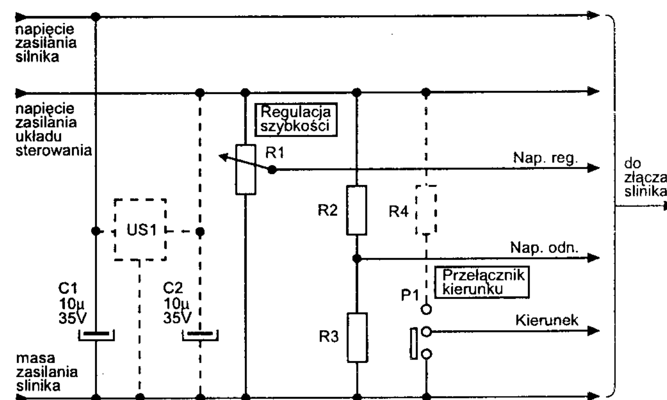
Rozwiązania przedstawione na rysunku 3/03 i 3/04 wymagają krótkich komentarzy.

Do rysunku 3/03.
R1 - potencjometr regulacji szybkości może mieć wartość od 1kΩ do 10kΩ.
R2, R3 - dzielnik napięcia odniesienia (*Reference Voltage*) stosuje się, gdy wymaga tego sterowany silnik. Zazwyczaj jest wymagane napięcie odniesienia rzędu +2.5V (połowa napięcia zasilania układów serworegulacji). W tym przypadku $R_2 = R_3 = (1 \div 2,2)$ kΩ.
R4 - zazwyczaj jest niepotrzebny. Jeśli jednak, to zadowalająca bywa wartość 2,2 ÷ 4.7kΩ.
US1 - stabilizator napięcia zasilania układu sterującego stosuje się przy zasilaniu układu sterowania „ręcznego" z niezależnego od magnetowidu zasilacza. Możliwe jest wtedy dokonywanie sprawdzenia silnika w wyłączonym magnetowidzie. Napięcie wyjściowe powinno być oczywiście równe napięciu zasilania układu sterującego. Wymagany dopuszczalny prąd obciążenia nie przekracza 100mA.

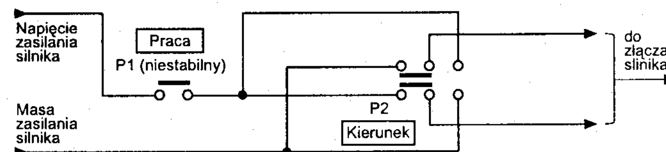
__Uwaga.__ Układ włącza się zamiast normalnego sterowania silnika. Włączenie równoległe (razem ze sterowaniem istniejącym) może prowadzić do kłopotliwych uszkodzeń. W niektórych rozwiązaniach konstrukcyjnych układ sterownika silnika otrzymuje również sygnał zadający maksymalny prąd wyjściowy sterownika. W takich przypadkach lepiej zrezygnować z prób „ręcznego" sterowania silnikiem, gdyż można uszkodzić drogi, a często tylko podejrzewany o niesprawność silnik przesuwu taśmy.

Szczególną przydatność opisany układ wykazuje przy uszkodzeniach silnika przesuwu typu „martwe pole" (odpowiednik uszkodzenia komutatora w silniku szczotkowym). Uszkodzenia te powstają jako następstwo uszkodzenia jednego z hallotronów bądź jednego z wyjść sterownika silnika. Najczęstsze objawy tych uszkodzeń to niepewny start silnika, nierównomierna praca i brak „mocy na osi silnika".

Do rysunku 3/05
Uwaga jest w zasadzie jedna. Przełącznik P1 bezwzględnie powinien być typu „chwilowo włączany" ze stabilnym stanem wyłączenia. Użycie jako P1 przełącznika dwustabilnego spowoduje, że co chwila „będziemy blokować" cały mechanizm.



Rys. 3/03. Układ "ręcznego" sterowania silnikiem przesuwu taśmy (*Capstan Motor*).



Rys. 3/04. Układ "ręcznego" sterowania silnikiem trybu pracy (*Mode Motor*).

Serwomechanizmy zamknięte (2)

Serwomechanizmy te realizują dwie funkcje przepływu:

- oddziaływania, skierowanego od źródła rozkazów do obiektu regulowanego (obiektu oddziaływania)
- informacji o oddziaływaniu (reakcji obiektu regulowanego) płynącej od obiektu do sterownika serwomechanizmu i źródła rozkazów.

Jeśli informacja zwrotna przekazywana jest do sterownika serwomechanizmu otrzymuje on nazwę serworegulatora.

Przekazywanie informacji zwrotnej do źródła rozkazów może, chociaż nie musi spowodować powstania nowej jakości - tzw. regulatora systemowego. Wydaje się, że ten typ regulacji to obecny kierunek rozwoju serwomechanizmów kamwidowych. Pętla sprzężenia zwrotnego 2 (rys. 3/02) nie tworzy nowej jakości - zazwyczaj sterownik wysyła do źródła rozkazów tylko informacje pomocnicze nie mające wpływu na proces serworegulacji. Informacje te służą różnym formom zabezpieczenia taśmy czy głowic wizyjnych w sytuacjach awaryjnych. Serwomechanizmy zamknięte, wyposażone strukturalnie w prawie autonomiczny układ kontroli oddziaływania na obiekt stanowią znakomitą większość spotykanych „w życiu codziennym" układów. Przykładami mogą być wszelkiej maści dźwigi osobowe - od najprostszych „z paroma guzikami" ruszających i zatrzymujących się gwałtownie z dokładnością do ±1/2 piętra, do tych płynnie ruszających i zatrzymujących się z dokładnością znacznie lepszą niż 1cm. Różnią się one między sobą stopniem „inteligencji" sterownika oraz ilością i jakością czujników, natomiast działają w oparciu o tą samą zasadę regulacji. Tu jednak uwaga zbędna dla tych, którzy mieli przyjemność używać dźwigów towarowych. Te są dla odmiany serwomechanizmami otwartymi. Zatrzymują się w dowolnym miejscu, wystarczy tylko „puścić korbę". Co najciekawsze, to nie bezmyślność konstruktorów, ale cecha wprowadzona celowo, ułatwiająca przeładunek towarów. O takim dźwigu można powiedzieć, że jest serwomechanizmem zamkniętym systemowo na najwyższym możliwym poziomie - przez sterującego nim człowieka. Takim samym prostym, ale skutecznym rozwiązaniem jest wspomniane wcześniej urządzenie SANYO do śledzenia pracy mechanizmów P-88.

Kasyfikacja serwomechanizmów ze względu na kryterium ilości (policzalności) stanów wyjściowych - rysunek 3 i 4 (część pierwsza) oraz rysunek 3/01

Wyróżniony jest tutaj podział na:

3. Serwomechanizmy z dyskretną ilością stanów
4. Serwomechanizmy o działaniu ciągłym

Jak wszystkie inne spotykane w życiu klasyfikacje, ta również jest podziałem umownym. Na przykład o serwie silnika przesuwu taśmy (*Capstan Motor*) można powiedzieć, że ma niepoliczalną ilość stanów wyjściowych czyli położeń kątowych osi napędzającej taśmę. Z drugiej strony można jednak powiedzieć, że ma w najprostszym rozwiązaniu 6 stanów wyjściowych, a mianowicie przewijanie przód/tył, podgląd przód/tył, odtwarzanie (nagrywanie) i stop/pauza. Rzecz jednak w tym, co jest uważane za stan wyjściowy. A w przypadku silnika *Capstan* jest to szybkość kątowa obrotów osi silnika - wielkość bez wątpienia analogowa, ciągła. Inny będzie jednak sposób klasyfikacji „optycznie podobnego" zjawiska jakim są obroty osi silnika krokowego. Ilość stanów wyjściowych w tym przypadku może być bardzo duża, ale niezależnie od tego jak duża, jest zawsze policzalna.

Serwomechanizmy z dyskretną ilością stanów wyjściowych (3)

Po wstępie klasyfikacyjnym, przynależność serwomechanizmów do tej grupy wydaje się już oczywista. Należą tutaj te serwomechanizmy, dla których wyróżnikiem jest dyskretna (policzalna) ilość stanów wyjściowych. Może być ich dużo, ale na pewno nie mniej niż dwa. Układ z jednym stanem wyjściowym po prostu nic nie robi, gdyż nie może wykazać się żadną zmianą stanu wyjściowego jako odpowiedzią na rozkaz. Żartobliwie można by powiedzieć, że układy z jednym stanem wyjściowym to te układy, dzięki którym może istnieć serwis.

Wracając jednak do układów działających, układy z minimalną ilością stanów wyjściowych (dwa stany) są bardzo rozpowszechnione. Wystarczy wspomnieć o układach z przetwornikiem elektro-mechanicznym realizowanym z użyciem elektromagnesu (dwa stany - przyciąga albo nie przyciąga), serwomechanizmy ładowania i wyładowywania kasety czy też centralny zamek w samochodzie.

Serwomechanizmy wielopozycyjne trybu pracy mechaniki magnetowidu, a zwłaszcza czujnik położenia mechanizmu (*Mode Position Switch, Mechanism Mode Switch, Mechaswitch*, ...) zasługują od dawna na pomnik wdzięczności jako chlebodawcy. Natomiast traktowanie ich przez serwisantów bywa różne. Niestety, często stosowana jest barbarzyńska metoda „spryskiwania kontaktem". Styki *Mechaswitch*-a wiodą bardzo pracowity żywot, a spryskanie kontaktem wypłukuje smar skracając znakomicie ich żywotność. Poza tym warto pamiętać, że diagnoza co do tego, że przyczyną niesprawności magnetowidu jest *Mechaswitch* może być błędna. Dlatego też, należy tak potraktować ten czujnik, aby nie wyrządzić mu żadnej szkody. Możliwe są więc dwie drogi uczciwego podejścia do naprawy tego czujnika.

Metoda pierwsza to użycie specjalnie do tego przeznaczonego aerozolu - niestety drogiego i trudno dostępnego.

Metoda druga to zdemontowanie czujnika, rozebranie go, wymycie „kontaktem", a następnie nasmarowanie specjalnym olejem do styków (drogi, ale łatwo dostępny i starcza na długo) i ponowne złożenie.

Korzyści z drugiej metody postępowania to przede wszystkim mniej kłopotów z klientem - po rozebraniu przełącznika i wymyciu jego styków istnieje możliwość dokładnej oceny stanu styków i podjęcia decyzji: naprawiać czy wymieniać. Demontaż czujnika położenia mechanizmu niesie ze sobą pewne niebezpieczeństwo. Jeśli mechanika naprawianego magnetowidu nie jest Ci dobrze znana, a na czujniku i sąsiadujących z nim elementach nie ma wyraźnych pokrywających się znaczników dla typowych położeń mechaniki (na przykład STOP czy EJECT) koniecznie należy wykonać „własne" znaczniki. Znaczniki te muszą być tak wykonane, aby jednoznacznie określały pozycję zarówno samego czujnika jak i jego styków. Najlepiej zdaje egzamin znacznik w postaci delikatnej rysy łączącej ruchomą część czujnika z jakimś niedemontowalnym elementem mechanizmu. Znaczenie tej uwagi docenią ci wszyscy, którzy mieli przyjemność szukać właściwego położenia czujnika po jego nieopatrznym zdemontowaniu.

Serwomechanizmy o działaniu ciągłym (4)

W magnetowidach powszechnego użytku występują w dwóch zastosowaniach, jako napęd dysku wizyjnego (*Drum*

Servo) i napęd przesuwu taśmy (*Capstan Servo*). W sprzęcie profesjonalnym stosuje się czasem serwo dowijania taśmy.

Serwomechanizmy ładowania kasety, zmiany trybu pracy mechanizmu nie należą do tej grupy pomimo, że ich silniki wykonawcze wykonują analogowy ruch obrotowy. Stanami wyjściowymi tych serwomechanizmów są bowiem określone pozycje kieszeni kasety lub innych części mechaniki magnetowidu, a ruch obrotowy osi silników jest tylko stanem przejściowym i jako taki nie wpływa na istotę działania serwomechanizmu, a tym samym i na jego klasyfikację.

Klasyfikacja ze względu na połączone kryteria sprzężenia zwrotnego i ilości stanów wyjściowych

Na rys. 3/01 odnosi się ta klasyfikacja do bloków 5, 6, 7 i 8. Jest ona logicznym wynikiem zasady „każde z każdym" klasyfikacji poprzedniej przebiegającej według dwóch dwuwartościowych kryteriów.

Krótkie przykłady każdej z tych realizacji:

Układy otwarte z dyskretną ilością stanów wyjściowych (5)

Mogą być to serwomechanizmy z użyciem silników krokowych - tylko pozycje końcowe miewają swoje czujniki natomiast pozycje pośrednie uzyskuje się podając rozkazy typu „5 kroków w prawo".

Układy otwarte o działaniu ciągłym (6)

To na przykład silnik włączany dokładnie na 2 sekundy, z założeniem, że w tym czasie wykona dokładnie swoją czynność.

Układy zamknięte z dyskretną ilością stanów wyjściowych (7)

Takimi są wielokrotnie już wspomniane serwomechanizmy zmiany trybu pracy mechaniki magnetowidu. Są nimi również układy automatycznie segregujące produkty do odpowiednich pojemników magazynowych w oparciu o odczyt kodu paskowego, czy też układy segregujące przesyłki pocztowe w oparciu o odczyt kodu adresowego.

Układy zamknięte o działaniu ciągłym (8)

To przede wszystkim precyzyjne układy napędowe, zapewniające dokładne utrzymanie zadanej prędkości przesuwu bądź prędkości obrotowej obiektu poddanego serworegulacji. Oprócz oczywistych odniesień do magnetowidów można tu również wskazać przykłady nowoczesnych dźwigów osobowych, czy też układy serworegulacji wtrysku paliwa w silnikach samochodowych wyposażonych w katalizator i sondę lambda.

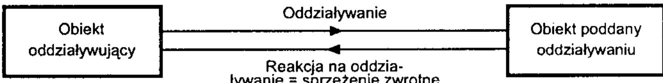
Sprzężenie zwrotne

Jako termin i zjawisko pojawiło się już i będzie się pojawiało w opisie serwomechanizmów. Dlatego też, wydaje się konieczným przegląd podstaw tego czym jest sprzężenie zwrotne i jak się go używa.

Do istoty sprzężenia zwrotnego można podejść w następujący sposób:

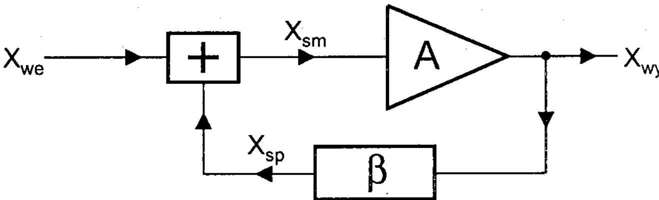
- jeśli występuje „jakieś sprzężenie", to znaczy, że występuje oddziaływanie w jakiejś postaci
- jeśli sprzężenie jest „zwrotne", to znaczy, że występuje również oddziaływanie przeciwnie ukierunkowane

Dwa powyższe stwierdzenia przedstawia rys. 3/05.



Rys. 3/05. Ogólna postać sprzężenia zwrotnego.

Z uwagi na praktyczne korzyści jakie można osiągnąć poznając zasady teorii sprzężenia zwrotnego dalsze rozważania zostają ograniczone do teorii sprzężenia zwrotnego w układach analogowych. A do grupy tych układów należą właśnie układy serworegulacji napędu dysku wizyjnego i przesuwu taśmy, czy też układy wzmacniaczy akustycznych. Postać ogólna sprzężenia zwrotnego analogowego przedstawiona jest na rys. 3/06.



Rys. 3/06. Ogólna postać sprzężenia zwrotnego analogowego.

Zdefiniowane na rysunku wielkości to:

X_{we} - wartość sygnału wejściowego
X_{wy} - sygnał wyjściowy (odpowiedź układu na sygnał wejściowy)
X_{sp} - sygnał sprzężenia zwrotnego (odpowiedź bloku sprzężenia zwrotnego na sygnał wyjściowy)
X_{sm} - odpowiedź sumatora na sygnał sprzężenia zwrotnego
A - wzmocnienie wzmacniacza objętego pętlą sprzężenia zwrotnego
β - wzmocnienie bloku sprzężenia zwrotnego, nazywane również współczynnikiem sprzężenia zwrotnego

Z definicji bloków otrzymujemy układ równań:

$$\begin{cases} X_{sm} \overset{df}{=} X_{we} + X_{sp} \\ X_{sp} \overset{df}{=} \beta \cdot X_{wy} \\ X_{wy} \overset{df}{=} X_{sm} \cdot A \end{cases}$$

Rozwiązując powyższy układ równań otrzymuje się zależności:

$$X_{wy} = (X_{we} + \beta \cdot X_{wy}) \cdot A \qquad (1)$$

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \qquad (2)$$

Równanie (2) można też zapisać jako:

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{\frac{1}{\beta \cdot A} - 1} \qquad (3)$$

Jeżeli założyć że: $\beta \cdot A < 0$ (4)

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{-1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{|\beta \cdot A|}} \qquad (5)$$

Równanie (5), określające wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego przyjmuje ciekawą i użyteczną postać jeśli moduł iloczynu $\beta \cdot A$ nazywany wzmocnieniem pętli sprzężenia zwrotnego przyjmuje duże wartości.

Po spełnieniu warunku $|\beta \cdot A| >> 1$ (6)

równanie (5) przyjmuje postać (7):

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{-1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{|\beta \cdot A|}} \approx \frac{-1}{\beta} \qquad (7)$$

Wniosek wynikający z równania (7) jest następujący: Po spełnieniu warunku (3) i (6) wzmocnienie całego układu jest określone głównie przez wartość współczynnika sprzężenia zwrotnego β. Wpływ rozrzutu parametru A (wzmocnienie wzmacniacza sygnału) na wzmocnienie układu zostaje znacznie zredukowany. Mechanizm ten najlepiej wyjaśni poniższy przykład.

Chcemy aby wzmocnienie układu regulacji wynosiło:

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = 10$$

Dysponujemy wzmacniaczem o typowym wzmocnieniu $A_{śr}$ i możliwym rozrzucie wzmocnienia od A_1 do A_2 ($A_1 \leq A \leq A_2$)

$A_{śr} = 1000$, $A_1=500$, $A_2=1500$

z przekształcenia zależności (2) otrzymujemy:

$$\beta = -\left(\frac{X_{we}}{X_{wy}} - \frac{1}{A}\right)$$

współczynnik β określamy dla wzmocnienia $A_{śr}$

$$\beta = -\left(\frac{1}{10} - \frac{1}{1000}\right) = -0.099$$

Dla kolejnych wartości wzmocnienia A stosunek X_{wy}/X_{we} wynosi:

dla $A_{śr}=1000$

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{1}{0.099} \frac{1}{1+\frac{1}{0.099 \cdot 1000}} = 10$$

dla $A_1=500$

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{1}{0.099} \frac{1}{1+\frac{1}{0.099 \cdot 500}} \approx 9.900990 \approx 10 - 1\%$$

dla $A_2=1500$

$$\frac{X_{wy}}{X_{we}} = \frac{1}{0.099} \frac{1}{1+\frac{1}{0.099 \cdot 1500}} \approx 9.900990 \approx 10 + 0.33\%$$

W przytoczonym przykładzie rozrzut ±50% wzmocnienia A wzmacniacza został dzięki zastosowaniu sprzężenia zwrotnego zredukowany do rozrzutu od -1% do +0.33% wzmocnienia układu ze sprzężeniem zwrotnym.

Kończąc skrótowy z konieczności opis wykorzystania sprzężenia zwrotnego należy zwrócić uwagę na bardzo istotne implikacje wynikające z warunku (4). Do stabilizacji parametrów układów ze sprzężeniem zwrotnym używa się wyłącznie **ujemnego sprzężenia zwrotnego**, czyli spełniającego warunek (4). Nie spełnienie warunku (4), w szczególności zaś przypadek gdy $\beta \cdot A \rightarrow 1$ powoduje, że wzmocnienie układu określone równaniem (2) rośnie do nieskończoności i układ zamienia się w generator. Zjawisko to, wykorzystywane w generatorach jest w układach wzmacniających w najwyższym stopniu niepożądane.

Dotychczasowe rozważania o zjawisku sprzężenia zwrotnego były przeprowadzane przy milczącym założeniu, że zarówno wzmacniacz objęty sprzężeniem zwrotnym jak i obwód sprzężenia zwrotnego są obwodami aperiodycznymi, to znaczy takimi, których charakterystyki są niezależne od częstotliwości sygnału. Jednak układy rzeczywiste wykazują wyraźną zależność wzmocnienia od częstotliwości, a zależność ta zwana jest charakterystyką częstotliwościową. Ponadto układy rzeczywiste wprowadzają, zależne od częstotliwości, przesunięcie fazy sygnału zwane charakterystyką fazową. Podobnie ma się rzecz z obwodem sprzężenia zwrotnego zwłaszcza, gdy użyty jest również do ukształtowania charakterystyki częstotliwościowej układu.

Jak łatwo zauważyć, wynikowa charakterystyka wzmocnienia pętli sprzężenia zwrotnego może mieć dość złożony charakter. W tej sytuacji powstała konieczność stworzenia kryteriów umożliwiających ocenę stabilności układów objętych pętlą sprzężenia zwrotnego. Wobec obowiązywania zależności (2) dla układów stabilnych kryteriami tymi są:

- kryterium fazy wraz z marginesem fazy. **Kryterium fazy** mówi, że dla częstotliwości, dla której $\beta \cdot A=1$ łączne przesunięcie fazy wzmacniacza i pętli sprzężenia zwrotnego musi być mniejsze niż 180°. **Margines fazy** wskazuje, o ile może zwiększyć się przesunięcie fazy nim nastąpi utrata stabilności.
- kryterium wzmocnienia wraz z marginesem wzmocnienia. **Kryterium wzmocnienia** mówi, że wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego musi być mniejsze od jedności dla częstotliwości, dla której łączne przesunięcie fazowe wzmacniacza i obwodu sprzężenia zwrotnego wynosi 180°. **Margines wzmocnienia** wskazuje, ile razy można zwiększyć wzmocnienie przy tej częstotliwości, nim nastąpi utrata stabilności.

W następnym odcinku praktyczne przykłady układów serworegulacji stosowanych w magnetowidach. ▣

Nowoczesne elektroniczne aparaty telefoniczne

Marek Wybieralski

Od wielu lat aparaty telefoniczne znajdują się w fazie rozwoju. Wprowadzenie nowoczesnych systemów telekomutacyjnych spowodowało zwiększenie wymagań technicznych w stosunku do aparatów telefonicznych.

Nowoczesny aparat telefoniczny powinien charakteryzować się:

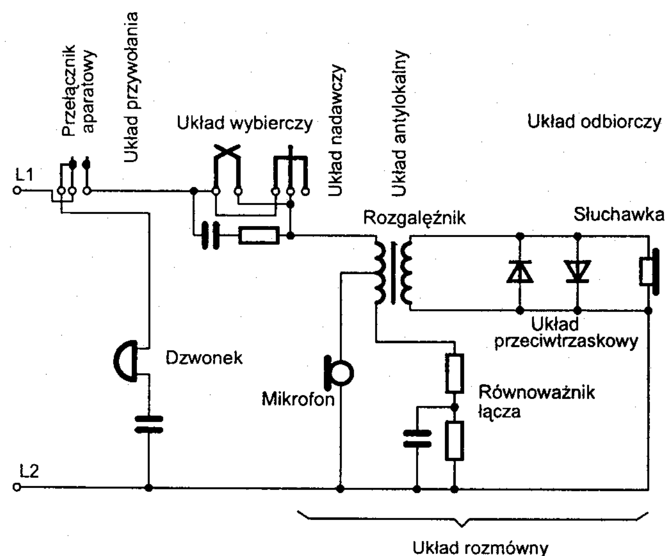
- polepszonymi parametrami transmisji,
- ulepszonym systemem wybierania numerów,
- układem przywołania, umożliwiającym abonentowi wybór rodzaju i intensywności sygnału przywołania,
- niezawodnością działania.

Tradycyjny aparat telefoniczny

Tradycyjny aparat telefoniczny (rysunek 1) składa się z:

- przełącznika aparatowego, zapewniającego właściwe połączenie podzespołów wykonujących wymagane funkcje,
- układu przywołania - dzwonka, informującego abonenta o tym, że inny abonent chce z nim rozmawiać,
- tarczy numerowej ze stykami zwierającymi i impulsującymi, przekazującej informację komutacyjną centrali,
- układu rozmównego, zawierającego nierozdzielnie ze sobą związane: rozgałęźnik, równoważnik łącza, układ nadawczy, układ odbiorczy, układ antylokalny.

Rozgałęźnik jest to transformator, który zapewnia przejście z układu jednotorowego łącza na układ dwutorowy do układu nadawczego i odbiorczego oraz odwrotnie.



Rys.1. Schemat tradycyjnego aparatu telefonicznego.

Równoważnik łącza jest to dwójnik bierny, którego impedancja w paśmie telefonicznym przybiera takie wartości, że w układzie aparatu telefonicznego dostatecznie dobrze równoważy impedancję wejściową łącza.

Układ nadawczy zawiera mikrofon węglowy.

Układ odbiorczy zawiera słuchawkę magnetyczną i układ przeciwtrzaskowy.

Układ antylokalny wykorzystuje transformator rozgałęźnika.

Podstawowe funkcje tradycyjnego aparatu telefonicznego to:

- przesłanie do centrali telefonicznej informacji o numerze abonenta, z którym użytkownik systemu zamierza się połączyć,
- przekazanie abonentowi informacji, że inny użytkownik systemu pragnie z nim rozmawiać,
- przesłanie do centrali telefonicznej informacji o zgłoszeniu się abonenta, tzw. kryterium zgłoszenia się użytkownika,
- przetwarzanie sygnałów akustycznych na sygnały elektryczne i wysyłanie ich do łącza,
- przetwarzanie analogowych sygnałów elektrycznych mowy przychodzących do aparatu telefonicznego na sygnały akustyczne,
- przesyłaniu informacji o zakończeniu rozmowy - żądanie rozłączenia.

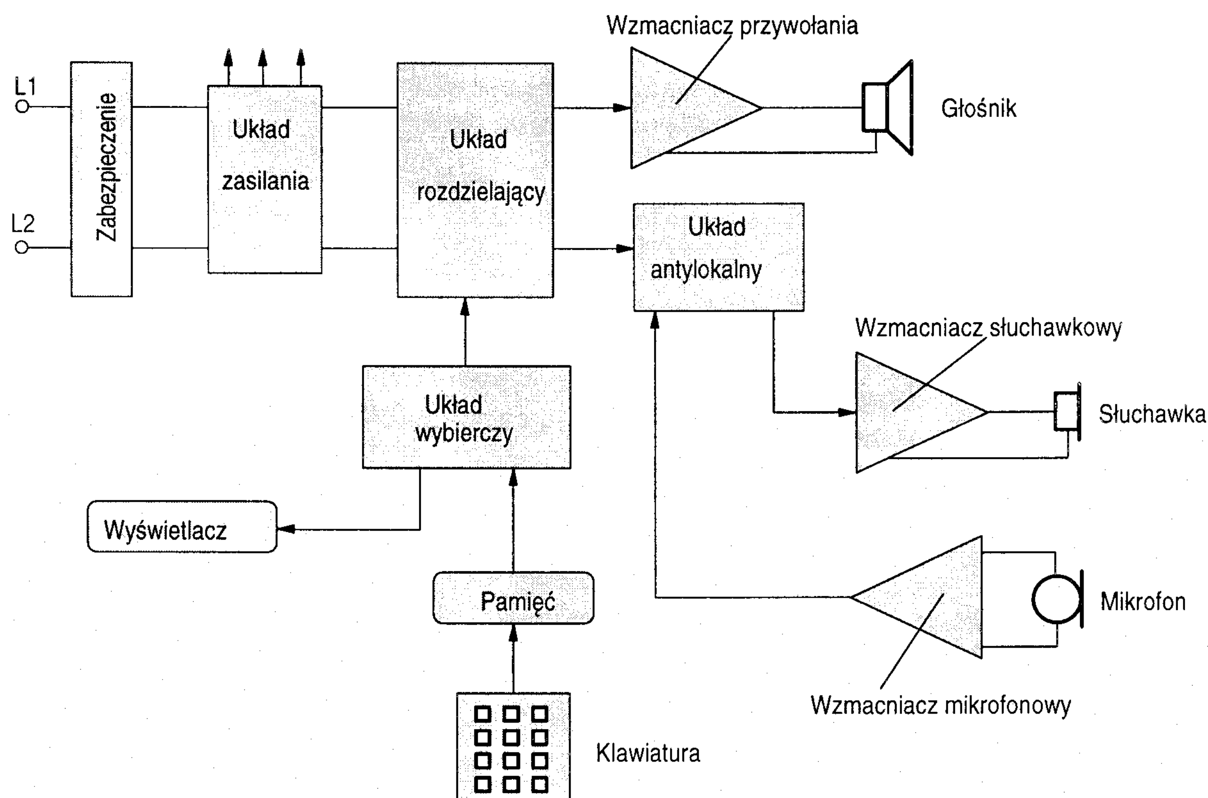
Dodatkową funkcją jest optyczna sygnalizacja wywołania.

Elektronizacja aparatu telefonicznego

Główną przyczyną elektronizacji aparatu telefonicznego była chęć zastąpienia niewygodnej i wolnej tarczy numerowej układem wybierczym z klawiaturą. Układy wybiercze impulsowe ułatwiły sposób wybierania, jednakże, dopiero wprowadzenie układów wybierczych wieloczęstotliwościowych znacznie ułatwiło i przyśpieszyło wybieranie. Dalszym krokiem elektronizacji było wprowadzenie w całości elektronicznego aparatu telefonicznego wykonanego przy zastosowaniu tylko jednego układu scalonego. Układy scalone dla aparatu, początkowo proste, stawały się coraz bardziej skomplikowane, o bardziej rozbudowanych funkcjach np. z wyświetlaniem wybieranego numeru.

Schemat blokowy takiego nowoczesnego aparatu telefonicznego przedstawia rysunek 2.

Głównymi blokami nowoczesnego aparatu telefonicznego jest układ zasilania z zabezpieczeniami, układ przywołania, układ wybierczy wraz z klawiaturą, pamięcią numerów i ewentualnie wyświetlaczem oraz układ rozmówny z otoczeniem (mikrofon, słuchawka, wzmacniacze itp.). Coraz więcej abonentów wymaga od systemu telefonicznego rozszerzenia zakresu świadczonych usług, np. oprócz transmisji mowy, transmisję danych, realizację telekonferencji, konkursów czy nauki.



Rys.2. Przykładowy schemat blokowy elektronicznego aparatu telefonicznego.

Te wymagania zmuszają do stosowania w centralach telefonicznych systemów komputerowych, a w aparatach telefonicznych coraz „inteligentniejszych" układów elektronicznych takich jak układy mikroprocesorowe.

Zabezpieczenia aparatów telefonicznych

Podzespoły elektronicznego aparatu telefonicznego są narażone na wiele zagrożeń. W przeciwieństwie do podzespołów tradycyjnego aparatu telefonicznego układy scalone są mało odporne na przepięcia. Narażenia elektryczne, którym podlegają podzespoły aparatu telefonicznego związane są zarówno z czynnikami zewnętrznymi jak i wewnętrznymi.

Narażenia wewnętrzne w systemie występują regularnie i możliwe jest określenie ich amplitudy, czasu trwania, mocy w impulsie czy też energii całkowitej. Są one związane z sygnałem przywołania i przepięciami powstającymi w obwodzie zasilania. Maksymalne napięcie chwilowe na zaciskach liniowych aparatu telefonicznego może osiągnąć wartość ok. 200V (sygnał przywołania + napięcie zasilania). Może ono wystąpić na wejściu układu przywołania lub na układzie rozmównym przez ułamek sekundy po podniesieniu mikrofonu (zanim zostanie odłączony od łącza generator wywołania z centrali).

Przepięcia mogą powstać przy podnoszeniu i odkładaniu na widełki mikrotelefonu, przy rozłączaniu połączenia przyciskiem klawiatury, podczas impulsowania, a także przy zmianie polaryzacji napięcia zasilania z centrali w chwili zgłoszenia się żądanego abonenta. W rozwiązaniach tradycyjnych przy indukcyjności pętli 4H w obwodzie występują przepięcia o amplitudzie kilkuset voltów i energii do 35mJ.

Narażenia zewnętrzne dzielimy na:

- zwarcia z siecią energetyczną,
- przepięcia impulsowe, powstające podczas przełączania sieci energetycznej lub powodowane przez wyładowania atmosferyczne,
- wyładowania od ładunków elektrostatycznych.

Wszystkie wyżej wymienione narażenia zewnętrzne stanowią poważne zagrożenia dla elektronicznego aparatu telefonicznego i jego sprawnego działania. Zalecane jest, by w przypadku jakiejkolwiek awarii ulegał uszkodzeniu tylko jeden element w aparacie, co ułatwia jego naprawę. Podstawowym wymaganiem jest zapewnienie abonentowi bezpieczeństwa (brak przebić, niedopuszczenie do wybuchu pożaru).

Zabezpieczenia chroniące aparat przed przekroczeniem dopuszczalnych napięć dzielimy na pierwotne i wtórne. Pierwotne zabezpieczają przed zakłóceniami o mocy 50 i więcej dżuli przewodząc prądy setek i więcej amperów, wtórne przejmują moce znacznie mniejsze. W kraju odgromniki węglowe zabezpieczają łącza abonenckie przed wzrostem napięcia powyżej kilkuset voltów. W przypadku zastosowania w aparacie telefonicznym aktywnych podzespołów półprzewodnikowych jest konieczne dodatkowe zabezpieczenie tych podzespołów. Zabezpieczenie aparatu telefonicznego musi dotyczyć wszystkich jego bloków. Układ rozmówny należy zabezpieczać przed napięciem wyższym od 10 - 12V, scalony układ wybierczy przed napięciem wyższym od kilku voltów, zaś element impulsujący przed napięciem kilkudziesięciu voltów. Najbardziej odpornym na wysokie napięcie jest układ przywołania, do którego w czasie pracy mogą dochodzić napięcia chwilowe

o wartości stu kilkudziesięciu voltów. Z tego względu niektóre firmy opracowały układy przywołania nie wymagające stosowania zabezpieczeń. Większość układów ma jednak wbudowane zabezpieczenia, ale tylko przed przepięciami wtórnymi. Układ zabezpieczający musi przewodzić duże prądy przy napięciu przewyższającym dopuszczalne napięcie pracy zabezpieczanego podzespołu. Jednocześnie nie powinien wpływać na parametry eksploatacyjne aparatu telefonicznego w typowych warunkach pracy.

Powyższe warunki dobrze spełniają diody Zenera z wyprowadzeniami lutowanymi o dostatecznie dużej powierzchni złącza. Na ogół stosuje się dwie takie diody w mostku Graetza, choć są także stosowane mostki składające się z czterech diod Zenera. Zaletą lutowanych diod Zenera jest to, że w przypadku uszkodzenia stają się one zwarciem. Ich uszkodzenie uniemożliwia pracę zabezpieczanych bloków, ale podzespoły te pozostają sprawne i po wymianie uszkodzonej diody działają poprawnie.

Oprócz diod Zenera w układach zabezpieczeń stosuje się warystory. Ze wzrostem napięcia zasilania ich rezystancja gwałtownie maleje ograniczając napięcie na zabezpieczanym podzespole. Stosuje się je jednak głównie do zabezpieczenia podzespołów, na których występuje wyższe napięcie: w układzie przywołania i ewentualnie w układzie wybierczym impulsującym. Pozostałe podzespoły aparatu telefonicznego zabezpiecza się zwykle diodami Zenera.

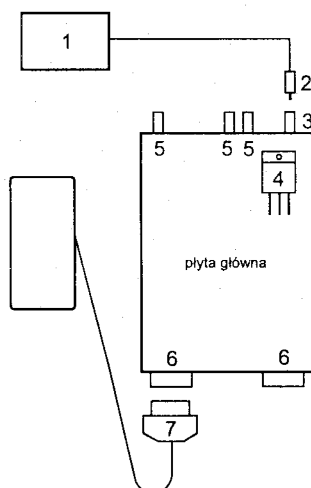
Po stronie pierwotnej nowoczesne aparaty telefoniczne są często zabezpieczane diodą protekcyjną *(breakover diode)*. Jest to dioda pełniąca rolę dwóch diod Zenera połączonych przeciwsobnie (na wejściu aparatu występuje zmiana faz) o napięciach znamionowych rzędu 200V. Cechą charakterystyczną takiej diody jest odporność na duże prądy nieustalone. Przykładem takiego elementu jest dioda BR211 firmy PHILIPS, która jest produkowana na napięcia z zakresu 100÷280V i prąd przebiegu nieustalonego *(Transient peak current)* maksymalnie I_{TSM} = 40A. Wtórnym zabezpieczeniem takich aparatów telefonicznych są diody tłumiące przebiegi nieustalone *(transient suppressor diode)*. Wsteczny prąd w impulsie przebiegów niepowtarzalnych I_{RSM} dochodzi do kilkudzisięciu Amperów, np. dla diody BZW14 f-my PHILIPS maksymalny prąd I_{RSM} = 50A.

W kolejnych numerach „Serwisu Elektroniki" będą przedstawiane opisy układów wybierczych, rozmównych oraz przywołania stosowane w popularnych aparatach telefonicznych.

Naprawa gier telewizyjnych typu PEGASUS

Zbigniew Krauze

Obecnie na różnego rodzaju bazarach możemy kupić gry telewizyjne typu „Pegasus". Najczęściej już po kilku tygodniach eksploatacji zaczynają się pierwsze problemy. Niestety większość tych gier ma opinię tak zwanych „jednorazówek". W wielu przypadkach z tego typu opinią należałoby się zgodzić, gdyż kupno układów scalonych do tego sprzętu jest praktycznie niemożliwe lub cena takich układów zbliża się do ceny nowej gry. Istnieje jednak wiele typowych i łatwych do usunięcia (niskim nakładem kosztów) usterek. Właśnie takimi usterkami i sposobami ich usuwania chciałbym się zająć w niniejszym artykule. Opisując kolejne usterki i sposoby ich naprawy będę stosował przyjętą umownie na potrzeby tego artykułu numerację zgodną z rys.1.



Rys. 1. Uproszczona budowa gry TV typu „Pegasus".

1 - zasilacz

Konstrukcja tego typu zasilacza jest bardzo prosta: transformator sieciowy, diody w układzie mostka Graetza i kondensator elektrolityczny.

Najczęściej występujące usterki to:

- pęknięte ścieżki przy transformatorze sieciowym spowodowane upadkiem zasilacza; w tym przypadku wystarczy naprawić pęknięte ścieżki np. za pomocą tzw. srebrzanki,
- uszkodzenie diody mostka prostowniczego - wymienić uszkodzone diody (1N4001, BYP 401 - 50 itp.),
- spalone uzwojenie pierwotne transformatora - zastąpić transformator innym o napięciu wtórnym 7 - 9V i mocy odpowiednio dobranej do danej gry TV (najczęściej prąd uzwojenia wtórnego ma wartość z przedziału 300÷800mA).

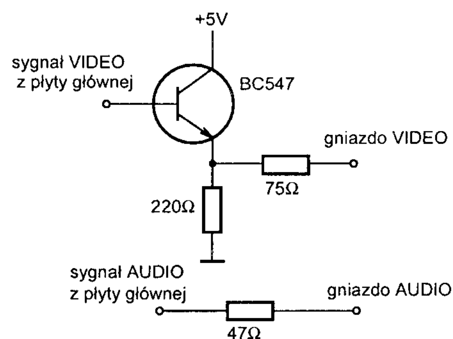
Kiedyś autor artykułu spotkał się z dość nietypową usterką zasilacza. Zasilacz i gra działały z pozoru prawidłowo lecz po kilku minutach grania obraz na ekranie „blokował się" i gra nie reagowała na joystick. Pomogła dopiero wymiana transformatora sieciowego na transformator o napięciu wtórnym 7V (zasilacz oryginalny miał na kondensatorze napięcie około 12V).

2 - wtyczka zasilacza

Celowo wyróżniłem ten element zasilacza, gdyż bardzo często spotykałem usterkę polegającą na braku połączenia kabla zasilacza z wtyczką. Ponieważ wtyczka ta stanowi element nierozbieralny, należy ją odciąć i zastąpić nową rozbieralną wtyczką lub zastosować sposób naprawy opisany w punkcie **3**.

3 - gniazdo zasilacza

Również często występująca usterka to brak właściwego kontaktu wtyczki zasilacza z gniazdem lub gniazda z płytą główną. Powodem tego może być „wyrwanie" gniazda z płyty głównej lub zabrudzone styki gniazda. W tym przypadku naprawa polegać będzie na przylutowaniu gniazda do płyty głównej lub jego wymianie. Jednak biorąc pod uwagę usterkę opisaną w punkcie **2** możemy zastosować inny sposób naprawy. Należy odciąć wtyczkę zasilacza i wylutować gniazdo, a przewody z zasilacza przylutować bezpośrednio do płyty głównej. Co prawda zasilacz stanowi wtedy część „nierozerwalną" z grą, lecz pozbywamy się możliwości ponownego wystąpienia usterek opisanych w punktach **2** i **3**.



Rys.2. Brakujące elementy na płytce gniazd wyjściowych AUDIO, VIDEO.

4 - stabilizator napięcia 5V

Najczęściej jest to układ scalony typu 7805. Jeżeli zasilacz daje dość wysokie napięcie (ponad 9V), to często prowadzi to do grzania się i uszkodzenia układu stabilizatora. W takim przypadku należy wymienić układ scalony stabilizatora i ewentualnie zmienić transformator sieciowy. Nie zaszkodzi też przykręcenie do układu stabilizatora kawałka blachy aluminiowej pełniącej rolę radiatora (obecnie większość gier ma już radiator montowany fabrycznie).

5- gniazda RF, AUDIO i VIDEO

W zasadzie występuje tu tylko jeden typ usterki - „wyrwanie" gniazda z płyty głównej powiązane najczęściej z uszkodzeniem ścieżki na płycie głównej. Naprawa polegać będzie na ponownym przylutowaniu gniazda i naprawie uszkodzonej ścieżki. Spotkałem się również z przypadkiem, że gniazda AUDIO i VIDEO były jedynie „ozdobą". Po rozkręceniu obudowy okazało się, że na płytce z tymi gniazdami brakuje kilku elementów - tranzystora i trzech rezystorów. W zasadzie nic nie stoi na przeszkodzie, aby wlutować brakujące elementy (rys.2).

6 - gniazda joysticków

Tu również często spotykałem się z usterką polegającą na „wyrwaniu" gniazda z płyty, pęknięciu ścieżek prowadzących do poszczególnych wyprowadzeń gniazda lub istnieniu tzw. „zimnych lutów". Najprostszym sposobem naprawy będzie ponowne przylutowanie gniazda i ewentualna naprawa pękniętych ścieżek. Proponowałbym jednak wymianę całego gniazda na takie, które ma możliwość dość mocnego przykręcenia go do płyty głównej, gdyż usterka ta lubi się powtarzać (wtyczki joysticków dość ciasno łączą się z gniazdem zmuszając użytkownika do użycia większej siły, a to z kolei powoduje wyrywanie gniazda).

7 - wtyczki i kable joysticków

Chyba najczęściej spotykaną usterką gier TV jest usterka określana przez klienta - „nie działa joystick". W większości przypadków powodem wadliwego działania joysticka jest pęknięcie jednej z żył kabla joysticka. Ponieważ fabryczna wtyczka jest elementem nierozbieralnym czeka nas wymiana kabla razem z wtyczką. Na giełdach elektronicznych można kupić „rozkręcane" wtyczki joysticków jak również odpowiedni kabel „na metry" (spotkałem kabel 7-żyłowy, który jest zdecydowanie bardziej wytrzymały mechanicznie niż oryginalny 5-żyłowy). Po takiej wymianie żywotność joysticka jest z reguły znacznie dłuższa niż joysticka z fabrycznym kablem i nierozbieralną wtyczką (praktycznie nie miałem reklamacji).

Zdaję sobie sprawę z tego, że przedstawione w powyższym artykule usterki i sposoby ich naprawy są jedynie „wstępem" do napraw gier TV. Niestety, autor nie dysponuje schematami gier czy też literaturą teoretyczną dotyczącą tego sprzętu. Artykuł powstał z wiedzy uzyskanej „drogą praktycznej działalności". Mam nadzieję, że w ten sposób zachęcę innych Kolegów do podzielenia się swoim doświadczeniem lub wiedzą teoretyczną. Chętnie na łamach Serwisu Elektroniki przeczytałbym uzupełnienie mojego artykułu. ▣

Magnetowidy - zestawienie modeli o takiej samej konstrukcji mechanicznej (cz. 15)

Model		Model bazowy	
TELEFUNKEN	VR3945	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VR3950	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VR3965	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VR3975	JVC	HRD530
TELEFUNKEN	VR4935	JVC	HRD210
TELEFUNKEN	VR4940	JVC	HRD210
TELEFUNKEN	VR4942	JVC	HRD210

Model		Model bazowy	
TELEFUNKEN	VR4943	JVC	HRD300
TELEFUNKEN	VR4945	JVC	HRD210
TELEFUNKEN	VR4955	JVC	HRD230
TELEFUNKEN	VR4965	JVC	HRD750
TELEFUNKEN	VR4970	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VR5930	TOSHIBA	V110
TELEFUNKEN	VR5932	TOSHIBA	V110

Model		Model bazowy	
TELEFUNKEN	VR5935	JVC	HRD520
TELEFUNKEN	VR5940	JVC	HRD520
TELEFUNKEN	VR5943	JVC	HRD600
TELEFUNKEN	VR5945	JVC	HRD600
TELEFUNKEN	VR5950	TELEFUNKEN	C932
TELEFUNKEN	VR5965	JVC	HRD860
TELEFUNKEN	VR5975	JVC	HRD950
TELEFUNKEN	VR6000	JVC	HRS5000
TELEFUNKEN	VR6943	JVC	HRD540
TELEFUNKEN	VR6948	JVC	HRFC100
TELEFUNKEN	VR6965	JVC	HRD860
TELEFUNKEN	VR6970	JVC	HRD980
TELEFUNKEN	VR6975	JVC	HRD960
TELEFUNKEN	VR6985	JVC	HRS5800
TELEFUNKEN	VR6988	JVC	HRS5800
TELEFUNKEN	VR6995	JVC	HRS4700
TELEFUNKEN	VR7921	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VR7923	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VR7926	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VR7931	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VR7932	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VR7959	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VR7970	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VR7971	JVC	HRD565
TELEFUNKEN	VR7979	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VR7980	JVC	HRD725
TELEFUNKEN	VR7981	JVC	HRD755
TELEFUNKEN	VRA920	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VRA930	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA930L	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA930P	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA930S	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA930X	JVC	HRD540
TELEFUNKEN	VRA932M	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA932N	JVC	HRD540
TELEFUNKEN	VRA935	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VRA935P	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VRA935SV	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA940	JVC	HRD110
TELEFUNKEN	VRA960S	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VRA970	JVC	HRD565
TELEFUNKEN	VRA980	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VRA980P	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VRA980SV	JVC	HRD860
TELEFUNKEN	VRA980V	JVC	HRD750
TELEFUNKEN	VRA990	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRA990N	JVC	HRD960
TELEFUNKEN	VRA990P	JVC	HRD530
TELEFUNKEN	VRA1200	JVC	HRS5000
TELEFUNKEN	VRV610	JVC	HR2200
TELEFUNKEN	VRV620	JVC	HR7200
TELEFUNKEN	VRV630	JVC	HR7600
TELEFUNKEN	VRV640	JVC	HR7700
TELEFUNKEN	VRV650	JVC	HR7600
TELEFUNKEN	VRV7921	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VRV7925	JVC	HRD110
TELEFUNKEN	VRV7926	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VRV7930	JVC	HRD110
TELEFUNKEN	VRV7931	JVC	HRD140
TELEFUNKEN	VRV7932	JVC	HRD170
TELEFUNKEN	VRV7940	JVC	HRD110
TELEFUNKEN	VRV7950	JVC	HRD110
TELEFUNKEN	VRV7959	JVC	HRD180
TELEFUNKEN	VRV7970	JVC	HRD455
TELEFUNKEN	VRV7971	JVC	HRD565
TELEFUNKEN	VRV7979	JVC	HRD370
TELEFUNKEN	VRV7980	JVC	HRD725
TELEFUNKEN	VRV7981	JVC	HRD755
TELERENT	F0530F	FISHER	FVHP420
TELERENT	F0618F	FISHER	FVHP615
TELERENT	F0710F	FISHER	FVHP710

Model		Model bazowy	
TELERENT	K0240S	FUNAI	VCR4000
TELERENT	K2100X	JVC	HRD170
TELERENT	N8000T	PANASONIC	NV8600
TELERENT	N8001T	PANASONIC	NV2000
TELERENT	N8002T	PANASONIC	NV300
TELERENT	N8003T	PANASONIC	NV370
TELERENT	N8004T	PANASONIC	NV430
TELERENT	N8005T	PANASONIC	NVG7
TELERENT	N8006T	PANASONIC	NVG21
TELERENT	N8007V	PANASONIC	NVG40
TELERENT	N8007V	PANASONIC	NVG40
TELERENT	N8900T	PANASONIC	NV810
TELERENT	N9000T	PANASONIC	NV8600
TELERENT	N9001T	PANASONIC	NV7000
TELERENT	N9002T	PANASONIC	NV332
TELERENT	N9003T	PANASONIC	NV830
TELERENT	N9004T	PANASONIC	NV810
TELERENT	N9005VPS	PANASONIC	NVH65
TELERENT	N9006T	PANASONIC	NVH65
TELERENT	N9006V	PANASONIC	NVH65
TELERENT	N9600T	PANASONIC	NV7000
TELERENT	X7000T	GOLDSTAR	GHV1221P
TELERENT	X7000X	GOLDSTAR	GHV1221P
TELERENT	X7100X	GOLDSTAR	GHV1221P
TELERENT	X7180X	GOLDSTAR	GHV1221P
TELERENT	X7200T	GOLDSTAR	GHV1240P
TELERENT	X7200X	GOLDSTAR	GHV1240P
TELETECH	VCR8200	FUNAI	VCR5800
TELETECH	VCR8700	FUNAI	VCR5800
TELEVIDEO	VP1420	DAEWOO	VCR12
TENSAI	HV601	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVP1000	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVP1050	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVP2000	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVP2050	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR10	SAMSUNG	VPX43
TENSAI	TVR120	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR130	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR140	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR150	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR260	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR270	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR550	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR810	SANYO	VTC9300
TENSAI	TVR900	PANASONIC	NV2000
TENSAI	TVR950	ORION	VH212
TENSAI	TVR960	ORION	VH212
TENSAI	TVR1000	ORION	VH212
TENSAI	TVR1100	ORION	VH250
TENSAI	TVR1200	ORION	VH250
TENSAI	TVR1230	ORION	VH250
TENSAI	TVR1260	ORION	VH250
TENSAI	TVR1360	FUNAI	VCR4000
TENSAI	TVR1365	FUNAI	VCR4000
TENSAI	TVR1400	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR1500	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR1600	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR1700	FUNAI	VCR4800
TENSAI	TVR1800	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR1900	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR2000	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR2100	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR2600	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR2700	FUNAI	VCR5800
TENSAI	TVR5000	ORION	VH1030RC
TENSAI	TVR8000	GOLDSTAR	GHV1240P
TENSAI	VR414	FUNAI	VCR4800
TENSAI	VR415	FUNAI	VCR4000

Ciąg dalszy w następnym numerze 

Układy scalone światowych producentów i ich najbliższe odpowiedniki firmy SGS-THOMSON (cz. 1)

UKŁAD BAZOWY	NAJBLIŻSZY ODPOWIEDNIK SGS-THOMSON
ANALOG DEVICES	
OP295GP	TS3V912AIN
OP295GS	TS3V912AID
BURR BROWN	
OPA620KP	TSH150CN
OPA620KU	TSH150CD
ELANTEC	
EL2073CN	TSH150IN
EL2073CS	TSH150ID
HARRIS	
(łącznie z GE/RCA/INTERSIL)	
CA081AE	TL081ACN
CA081E	TL081CN
CA082AE	TL082ACN
CA082E	TL082CN
CA084AE	TL084ACN
CA084E	TL084CN
CA124E	LM124N
CA139E	LM139N
CA1458E	MC1458N
CA1558E	MC1558N
CA158E	LM158N
CA224E	LM224N
CA239AE	LM239AN
CA239E	LM239N
CA258E	LM258N
CA2901E	LM2901N
CA2902E	LM2902N
CA2904E	LM2904N
CA301AE	LM301AN
CA311E	LM311N
CA324E	LM324N
CA3290E	LM393N
CA339AE	LM339AN
CA339E	LM339N
CA358AE	LM358AN
CA358E	LM358N
CA555E	NE555N
CA741CE	UA741CN
CA741E	UA741EN
CA748CE	UA748CN
ICM7555CBA	TS555CD
ICM7555IPA	TS555IN
ICM7556IPD	TS556IN
MAXIM	
ICM7555IPA	TS555IN
ICM7555ISA	TS555ID
ICM7556IDP	TS556IN
ICM7556ISD	TS556ID
MOTOROLA	
LF347N	LF347N
MOTOROLA (c.d.)	
LF351D	LF351D
LF351N	LF351N
LF353D	LF353D
LF353N	LF353N
LM201AD	LM201AD
LM201AN	LM201AN
LM211D	LM211D
LM224D	LM224D
LM239D	LM239D
LM258D	LM258D
LM2901D	LM2901D
LM2901N	LM2901N
LM2902D	LM2902D
LM2902N	LM2902N
LM2903D	LM2903D
LM2903N	LM2903N
LM2904D	LM2904D
LM2904N	LM2904N
LM301AD	LM301AD
LM301AN	LM301AN
LM311D	LM311D
LM311N	LM311N
LM324AD	LM324AD
LM324AN	LM324AN
LM324D	LM324D
LM324N	LM324N
LM339AN	LM339AN
LM339D	LM339D
LM339N	LM339N
LM348D	LM348D
LM348N	LM348N
LM358D	LM358D
LM358N	LM358N
LM393D	LM393D
LM393N	LM393N
LM833D	LM833D
LM833N	LM833N
MC1455D	NE555D
MC1455P1	NE555N
MC1458D	MC1458ID
MC1458P1	MC1458IN
MC1741CD	UA741CD
MC1741CP1	UA741CN
MC1748CD	UA748CD
MC1748CP1	UA748CN
MC1776CD	UA776CD
MC1776CG	UA776CH
MC1776CP1	UA776CN
MC3302D	LM239D
MC3302P	LM239N
MC3303D	MC3303D
MOTOROLA (c.d.)	
MC3303P	MC3303N
MC33078D	MC33078D
MC33078P	MC33078N
MC33171D	MC33171D
MC33171P	MC33171N
MC33172D	MC33172D
MC33172P	MC33172N
MC33174D	MC33174D
MC33174P	MC33174N
MC33178D	LS204ID
MC33178P	LS204IN
MC33179D	LS404ID
MC33179P	LS404IN
MC33202D	TS3V912ID
MC33202P	TS3V912IN
MC33204D	TS3V914ID
MC33204P	TS3V914IN
MC34001AP	MC34001AN
MC34001BP	MC34001BN
MC34001P	MC34001N
MC34002AP	MC34002AN
MC34002BP	MC34002BN
MC34002P	MC34002N
MC34004AP	MC34004AN
MC34004BP	MC34004BN
MC34004P	MC34004N
MC3403D	MC3403D
MC3403P	MC3403N
MC3456P	NE556N
MC4558CD	MC4558CN
MC4558CP1	MC4558CN
TL061ACD	TL061ACD
TL061ACP	TL061ACN
TL061CD	TL061CD
TL061CP	TL061CN
TL061VD	TL061ID
TL061VP	TL061IN
TL062ACD	TL062ACD
TL062ACP	TL062ACN
TL062CD	TL062CD
TL062CP	TL062CN
TL062VD	TL062ID
TL062VP	TL062IN
TL064ACD	TL064ACD
TL064ACN	TL064ACN
TL064CD	TL064CD
TL064CN	TL064CN
TL064VD	TL064ID
TL064VN	TL064IN
TL071ACD	TL071ACD
TL071ACP	TL071ACN

UKŁAD BAZOWY	NAJBLIŻSZY ODPOWIEDNIK SGS-THOMSON
MOTOROLA (c.d.)	
TL071CD	TL071CD
TL071CP	TL071CN
TL072ACD	TL072ACD
TL072ACP	TL072ACN
TL072CD	TL072CD
TL072CP	TL072CN
TL074ACN	TL074ACN
TL074CN	TL074CN
TL081ACD	TL081ACD
TL081ACP	TL081ACN
TL081CD	TL081CD
TL081CP	TL081CN
TL082ACD	TL082ACD
TL082ACP	TL082ACN
TL082CD	TL082CD
TL082CP	TL082CN
TL084ACN	TL084ACN
TL084CN	TL084CN
NATIONAL	
LF255M	LF255D
LF255N	LF255N
LF256M	LF256D
LF256N	LF256N
LF257M	LF257D
LF257N	LF257N
LF347M	LF347D
LF347N	LF347N
LF351M	LF351D
LF351N	LF351N
LF353M	LF353D
LF353N	LF353N
LF355M	LF355D
LF355N	LF355N
LF356M	LF356D
LF356N	LF356N
LF357M	LF357D
LF357N	LF357N
LM101AM	LM101AD
LM1458M	MC1458D
LM1458N	MC1458N
LM201AM	LM201AD
LM201AN	LM201AN
LM2901M	LM2901D
LM2901N	LM2901N
LM2902M	LM2902D
LM2902N	LM2902N
LM2903M	LM2903D
LM2903N	LM2903N
LM2904M	LM2904D
LM2904N	LM2904N
LM293N	LM293N
LM301AM	LM301AD
LM301AN	LM301AN
LM311M	LM311D
LM311N	LM311N
LM319M	LM319D

UKŁAD BAZOWY	NAJBLIŻSZY ODPOWIEDNIK SGS-THOMSON
NATIONAL (c.d.)	
LM319N	LM319N
LM324AM	LM324AD
LM324AN	LM324AN
LM324M	LM324D
LM324N	LM324N
LM3302N	LM239N
LM3303N	MC3303N
LM334M	LM334D
LM334Z	LM334Z
LM335AM	LM335AD
LM335AZ	LM335AZ
LM335M	LM335D
LM335Z	LM335Z
LM336BM-2.5	LM336BD
LM336BZ-2.5	LM336BZ
LM336M-2.5	LM336D
LM336Z-2.5	LM336Z
LM339AM	LM339AD
LM339AN	LM339AN
LM339M	LM339D
LM339N	LM339N
LM3403M	MC3403D
LM3403N	MC3403N
LM346M	LM346D
LM346N	LM346N
LM348M	LM348D
LM348N	LM348N
LM358AM	LM358AD
LM358AN	LM358AN
LM358M	LM358D
LM358N	LM358N
LM393M	LM393D
LM393N	LM393N
LM555CM	NE555D
LM555CN	NE555N
LM556CM	NE556D
LM556CN	NE556N
LM741CM	UA741CD
LM741CN	UA741CN
LM741EN	UA741EN
LM776CN	UA776CN
LM833M	LM833D
LM833N	LM833N
LMC555CM	TS555CD
LMC555CN	TS555CN
LMC660AIM	TS3V914AID*
LMC660AIN	TS3V914AIN*
LMC660CM	TS3V914ID*
LMC660CN	TS3V914IN*
LMC660IM	TS3V914ID*
LMC660IN	TS3V914IN*
LMC662AIM	TS3V912AID
LMC662AIN	TS3V912AIN
LMC662CM	TS3V912ID
LMC662CN	TS3V912IN
LMC662IM	TS3V912ID

UKŁAD BAZOWY	NAJBLIŻSZY ODPOWIEDNIK SGS-THOMSON
NATIONAL (c.d.)	
LMC662IN	TS3V912IN
LMC6032IM	TS3V12ID
LMC6032IN	TS3V912IN
LMC6034IM	TS3V914ID*
LMC6034IN	TS3V914IN*
LMC6082IM	TS3V912AID
LMC6082IN	TS3V912AIN
LMC6084IM	TS3V914AID*
LMC6084IN	TS3V914AIN*
LMC6482IM	TS3V912AID
LMC6482IN	TS3V912AIN
LMC6484IM	TS3V914AID*
LMC6484IN	TS3V914AIN*
LPC660AIM	TS27L4BID
LPC660AIN	TS27L4BIN
LPC660IM	TS27L4AID
LPC660IN	TS27L4AIN
LPC662AIM	TS27L2BID
LPC662AIN	TS27L2BIN
LPC662IM	TS27L2AID
LPC662IN	TS27L2AIN
OP07CP	OP07CN
TL081CP	TL081CN
TL082CP	TL082CN
NEC	
UPC1458C	MC1458N
UPC1458G	MC1458D
UPC1555C	NE555N
UPC1558C	MC1558N
UPC157C	LM201AN
UPC251C	MC1458IN
UPC251G	MC1458ID
UPC271C	LM211N
UPC271G	LM211D
UPC272C	LM219N
UPC272G	LM219D
UPC301AC	LM301AN
UPC311C	LM311N
UPC319G	LM319D
UPC324C	LM324N
UPC324G	LM324D
UPC339C	LM339N
UPC339G	LM339D
UPC3403C	MC3403N
UPC3403G	MC3403D
UPC356C	LF356N
UPC357C	LF357N
UPC358C	LM358N
UPC358G	LM358D
UPC393C	LM393N
UPC451C	LM2902N
UPC451G	LM2902D
UPC452C	MC3303N
UPC452G	MC3303D
UPC1251G	LM258D
UPC4558G	MC4558CD

Ciąg dalszy w następnym numerze 

Układy przełączające firmy Samsung
KA2186, KA2192, KA8404, KA8405

Lucjan Jednac

Zgodnie z zapowiedzią kontynujemy temat związany z prezentacją scalonych układów przełączających. Tym razem przedstawimy ofertę firmy Samsung.

Zestawienie podstawowych właściwości wymienionych na wstępie układów przełączających firmy Samsung zostało przedstawione w tablicy 1. Charakterystyczną cechą wszystkich wymienionych układów jest możliwość ich sterowania wyłącznie za pośrednictwem stałych napięć przełączających. W odróżnieniu od opisywanych w numerze 2/97 SE układów firmy Philips, żaden z nich nie jest przystosowany do sterowania za pośrednictwem magistrali.

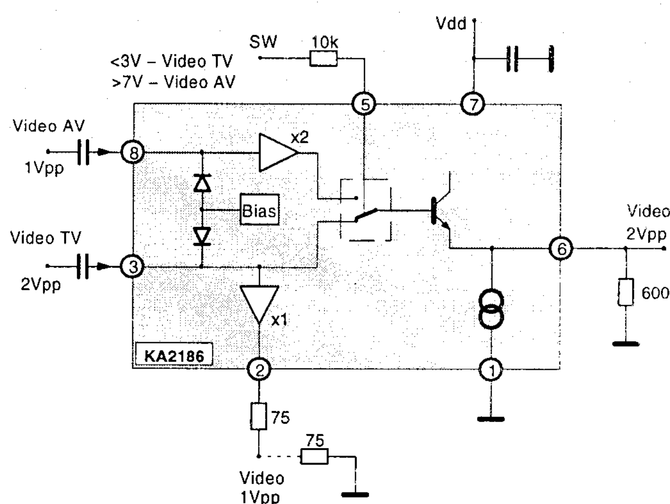
1. Układ KA2186

Układ KA2186 służy do przełączania dwóch źródeł sygnałów wizyjnych, jednego o amplitudzie 1Vpp, drugiego o amplitudzie 2Vpp. Przeznaczony jest do zastosowań zarówno o odbiornikach telewizyjnych jak i magnetowidach. Dostępny jest w standardowej, dwurzędowej obudowie typu DIL8.

Schemat blokowy układu, rozkład wyprowadzeń oraz typowy schemat aplikacyjny przedstawiony został na rysunku 1.

Wejście 1 (n.3) układu przeznaczone jest do podłączenia sygnału TV pochodzącego z układu p.cz. odbiornika o amplitudzie 2V, natomiast wejście 2 (n.8) służy do podłączenia zewnętrznego źródła sygnału video (AV) o amplitudzie 1V. Układ posiada dwa wyjścia, jedno nieprzełączane (n.2), na którym pojawia się sygnał o amplitudzie 1V oraz drugie przełączane (n.6) o amplitudzie 2V. O tym, który z sygnałów wejściowych pojawi się na wyjściu (n.6) układu zależy od poziomu napięcia przełączającego doprowadzonego do wyprowadzenia (n.5). Stan niski na tym wejściu (poniżej 3V lub wejście nie podłączone) wyprowadza na wyjście sygnał TV, w przypadku podania stanu wysokiego (powyżej 7V) na wyjściu pojawia się sygnał AV.

Układ charakteryzuje się dużym tłumieniem przesłuchów między kanałami. Zarówno na wejściu jak i na wyjściu układu znajdują się układy zabezpieczające.



Rys. 1. Schemat aplikacyjny układu KA2186.

Tablica 1. Porównanie podstawowych parametrów układów przełączających f-my Samsung.

Parametr	KA2186	KA2192	KA8404	KA8405
napięcie zasilające [V]	12	9	9	9
pobór prądu [mA]	40	35	5.5	5.6
sterowanie za pomocą szyny I^2C	-	-	-	-
sterowanie przy pomocy napięć stałych	+	+	+	+
liczba przełączanych kanałów	2	4	2	3
tłumienie przesłuchów międzykanałowych [dB]	50	72	70	70
obudowa	DIP8	SDIP30	7-SIP	9-SIP

Tablica 2. Sposób przełączania sygnałów przez układ KA2192.

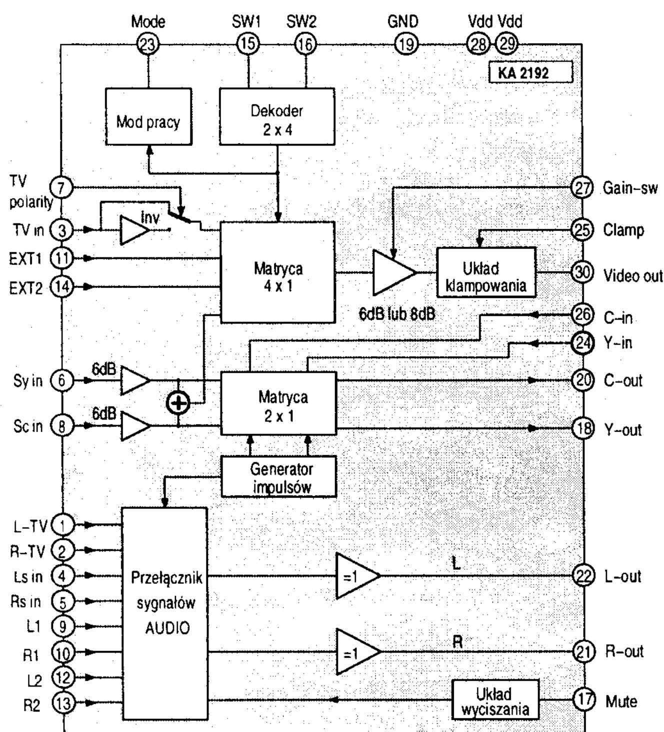
Wejścia przełączające		Wyjścia AUDIO		Wyjście VIDEO	Wyjścia SVHS		MODE
SW1 (n.15)	SW2 (n.16)	L-out (n.22)	R-out (n.21)	V-out (n.30)	Y-out (n.18)	C-out (n.20)	(n.23)
L	L	EXT-2	EXT-2	EXT-2	-	-	2 V
H	L	EXT-1	EXT-1	EXT-1	-	-	2 V
H	H	TV	TV	TV	-	-	0 V
L	H	SVHS	SVHS	SVHS	Y-SVHS	C-SVHS	4 V

gdzie: L - stan niski (poniżej 2.7V), H - stan wysoki (powyżej 3.7V)

2. Układ KA2192

Układ KA2192 jest przełącznikiem czterech wejść sygnałów audio/video (matryca 4x1), przeznaczonym również do pracy z rozdzielonymi sygnałami luminancji i chrominancji (system Super-VHS). Dostępny jest w dwurzędowej „zagęszczonej" obudowie typu 30-SDIP.

Schemat blokowy układu został przedstawiony na rysunku 2 zaś rozkład wyprowadzeń na rysunku 3.



Rys. 2. Schemat blokowy układu KA2192.

Układ KA2192 umożliwia dodatkowo wyciszenie sygnałów fonicznych, wybór wzmocnienia dla toru wizyjnego oraz wybór polaryzacji sygnału video. Sposób przełączania sygnałów przedstawiony został w tablicy 2.

Jak już zostało wcześniej wspomniane, układ ten umożliwia zablokowanie wyjść fonicznych. W tym celu należy wymusić odpowiedni stan na wejściu MUTE (n.17), zgodnie z tablicą 3.

Tablica 3. Wejście MUTE układu KA2192.

MUTE (n.17)	Stan wyjść fonicznych	
	L-out (n.22)	R-out (n.21)
H	OFF	OFF
L	ON	ON

Wyprowadzenie GAIN-SW (n.27) układu służy do wyboru wzmocnienia sygnału video, zgodnie z poniższą zależnością:

stan wysoki (H) - wzmocnienie 8dB
stan niski (L) - wzmocnienie 6dB

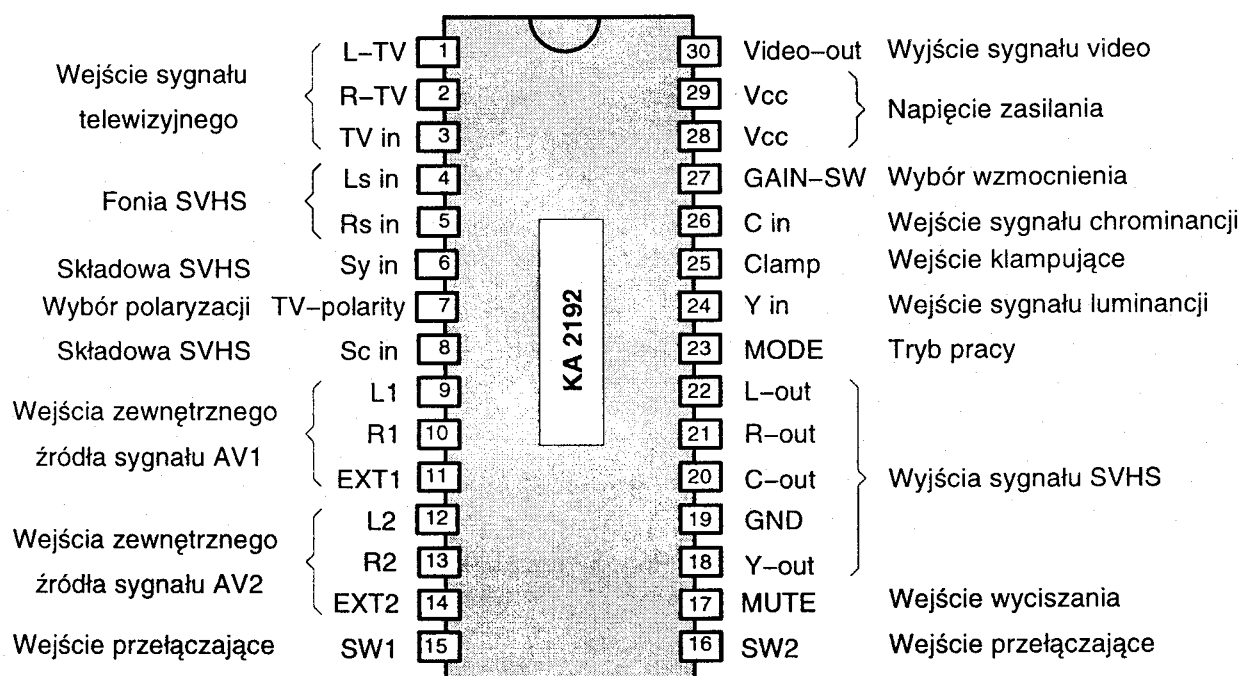
Wymuszenie odpowiedniego stanu na wyprowadzeniu TV-polarity (n.7) umożliwia zmianę polaryzacji sygnału telewizyjnego (pozytywowa i negatywowa) w następujący sposób:

stan wysoki (H) - polaryzacja sygnału video odwrócona
stan niski (L) - polaryzacja bez zmian.

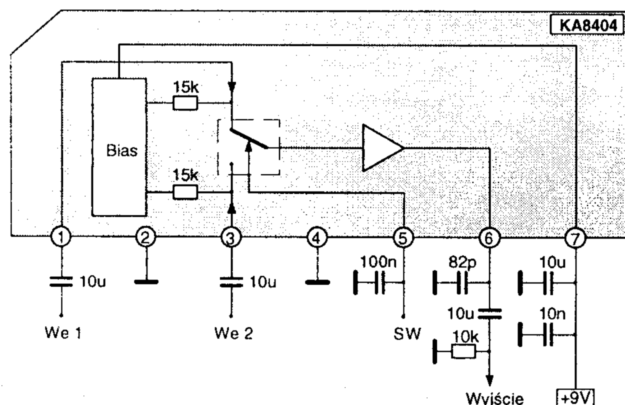
3. Układ KA8404

KA8404 zawiera przełącznik dwóch źródeł sygnałów. W odróżnieniu od układu KA2186 przeznaczony jest do przełączania zarówno sygnałów wizyjnych jak i fonicznych. Dostępny jest w jednorzędowej obudowie typu 7-SIP.

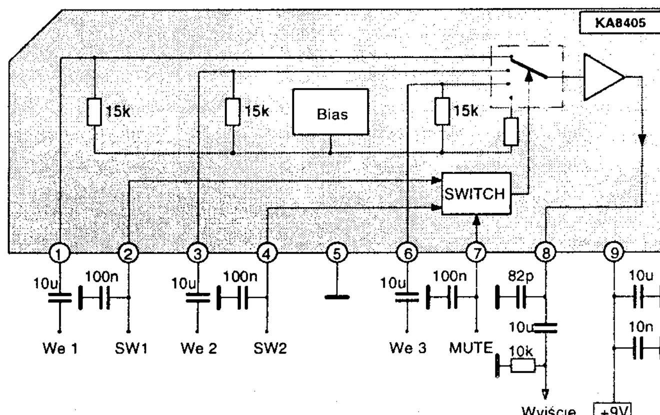
Schemat blokowy układu, rozkład wyprowadzeń oraz typowy schemat aplikacyjny przedstawiony został na rysunku 4.



Rys. 3. Rozkład wyprowadzeń układu KA2192



Rys. 4. Schemat aplikacyjny układu KA8404.



Rys. 5. Schemat aplikacyjny układu KA8405.

Na wyjściu układu (n.6) pojawia się jeden z sygnałów wejściowych (n.1 lub n.3) w zależności od stanu wejścia przełączającego SW (n.5). Stan niski na tym wejściu (ok. 0V) wyprowadza na wyjście sygnał z wejścia 1 (n.1), w przypadku podania stanu wysokiego (ok. 5V) na wyjściu pojawia się sygnał z wejścia 2 (n.3).

Układ charakteryzuje się bardzo małym poborem prądu oraz bardzo dużym tłumieniem przesłuchów między kanałami.

4. Układ KA8405

Układ KA8405 w porównaniu z KA8404 zawiera przełącznik trzech źródeł sygnałów przeznaczonych zarówno do przełączania sygnałów wizyjnych jak i fonicznych. Dostępny jest w jednorzędowej obudowie typu 9-SIP.

Schemat blokowy układu, rozkład wyprowadzeń oraz typowy schemat aplikacyjny przedstawiony został na rysunku 5.

Na wyjściu układu (n.8) pojawia się jeden z sygnałów doprowadzonych do wejść n.1, n.3 lub n.6, w zależności od stanu wejść przełączających SW1 (n.2) oraz SW2 (n.4). Dodatkowo układ posiada wejście MUTE (n.7) umożliwiające zablokowanie wyjścia układu, niezależnie od stanu wejść przełączających. Sposób przełączania sygnałów przedstawiony został w tablicy 4.

Podobnie jak w poprzednim przypadku układ charakteryzuje się bardzo małym poborem prądu oraz bardzo dużym tłumieniem przesłuchów między kanałami. ▣

Tablica 4. Działanie przełącznika KA8405.

SW1 (n.2)	SW2 (n.4)	MUTE (n.7)	Wyjście (n.8)
H	L	L	wejście 1
L	H	L	wejście 2
L	L	L	wejście 3
H	H	L	nie zdefiniowane
X	X	H	zablokowane

gdzie: L - stan niski (poniżej 2.7V),
H - stan wysoki (powyżej 3.7V), X - stan dowolny

Nowe układy pamięci EEPROM z magistralą I²C

Ireneusz Lula

Poniższy tekst stanowi uzupełnienie artykułu na temat pamięci EEPROM z „Serwisu Elektroniki" 2/96 i 3/96. Od czasu jego napisania minął już ponad rok i rozwój technologii półprzewodników z jednej strony, z drugiej zaś nowe informacje i doświadczenia zebrane przez autora artykułu skłoniły redakcję do ponownego podjęcia tego tematu. Tym razem oszczędzimy Czytelnikom nazbyt teoretycznego wstępu przystępując od razu do opisu możliwości i parametrów nowych układów.

Kierunki rozwoju pamięci EEPROM z magistralą I²C.

Pamięci EEPROM z dostępem szeregowym w sprzęcie powszechnego użytku wygrywają konkurencję z układami, w których dane przekazywane są wieloprzewodową magistralą równoległą. Decyduje o tym przede wszystkim niższa cena układu, małe rozmiary obudowy (niewielka liczba wyprowadzeń) i łatwość podłączenia z mikrokontrolerem.

Spośród wszystkich szeregowych pamięci EEPROM najbardziej dynamicznie rozwijane są te, które do odczytu i zapisu danych stosują magistralę I²C. Decyduje o tym rynek, na którym ta ostatnia grupa pamięci stanowi 80% wszystkich szeregowych układów EEPROM. Ulepszenia wprowadzone w ostatnich latach dotyczą nieomal wszystkich parametrów tych układów.

Napięcie zasilania

Poważny postęp obserwuje się w obniżaniu napięć i prądów zasilania pamięci EEPROM. Coraz więcej firm oferuje układy pracujące poprawnie przy napięciu zasilania 1.8 V. Pozwala to na stosowanie pamięci w urządzeniach zasilanych dwiema bateriami 1.5 V, gwarantując poprawną pracę układu aż do granicy zużycia baterii. Stosując układy o obniżonym dopuszczalnym napięciu zasilania warto jednak mieć na uwadze następujące sprawy:

- Wszystkie znane mi pamięci EEPROM z interfejsem I²C mogą pracować z zasilaniem 5V. Jeśli minimalne napięcie pracy wynosi mniej (zwykle 3.0 V, 2.7 V, 2.5 V, albo 1.8 V), nie oznacza to obniżenia dopuszczalnego napięcia maksymalnego, które zwykle producenci określają na 5.5 V.
- Obniżając napięcie zasilania, przedziały napięć odpowiadające poziomom logicznej jedynki i logicznego zera także ulegają zmianie. W skrajnym przypadku poziom napięcia rozumiany przez pamięć zasilaną napięciem 5 V jako zero logiczne, może być rejestrowany jako jedynka przez tę samą pamięć zasilaną z napięcia 1.8 V.
- Napięcie dołączone do dowolnej nóżki układu nie może przekroczyć napięcia zasilania o więcej niż 0.5 V. Doprowadzenie do wejścia na przykład SDA napięcia 5 V, gdy

Tablica 1. Sposoby oznaczania pamięci EEPROM w zależności od minimalnego napięcia zasilania.

Producent	Informacja o napięciu zasilania w oznaczeniu typu układu			
	1.8 V - 5.5 V	2.5 V - 5.5 V	3.0 V - 5.5 V	4.5 V - 5.5 V
Atmel	**-1.8** (AT24C02-10PC**-1.8**)	**-2.5** (AT24C02-10PC**-2.5**)	**-2.7** (AT24C02-10PC**-2.7**)	brak oznaczenia (AT24C02-10PC)
Exel	-	-	**-3** (XL24C02**-3**)	brak oznaczenia (XL24C02)
Microchip	**AA** (24**AA**08)	**LC** (24**LC**08)	-	**C** (24**C**08B)
National Semiconductors	**XL** (NM24C65**XL**Z)	**L** (NM24C04L)	-	brak oznaczenia (NM24C04)
Philips	-	**C** (PCF8582**C**-2P)	**D** (PCD8582**D**-2P)	**E**, **F** lub brak litery (PCF8582**E**-2P)
Rohm	oferowane obecnie pamięci (np. BR24C02/F) mogą pracować z napięciem 2.7 V			
Seiko	oferowane obecnie pamięci mogą pracować z napięciem 1.8 V (odczyt) i 2.5 V (zapis)			
SGS - Thomson	**R** (ST24C02**R**B1)	**25** (ST**25**C02B1)	-	brak oznaczenia (ST24C02B1)
Siemens	-	-	-	brak oznaczenia (wymagane napięcie 4.75 V - 5.25 V)
Xicor			**-2.7** (X24645**-2.7**)	brak oznaczenia (X24645)

„-" oznacza brak układów danego producenta pracujących w podanym zakresie napięć.

pamięć zasilana jest z niższego napięcia, grozi uszkodzeniem układu.

- Obniżenie napięcia zasilającego wpływa na pogorszenie niektórych parametrów pamięci. Będzie jeszcze o tym mowa w dalszej części opisu. Efektem pozytywnym jest natomiast fakt, że obniżaniu napięcia towarzyszy także spadek prądu zasilania.

Niektórzy producenci określają zakres napięć zasilania swoich pamięci EEPROM, uzależniając go od rodzaju dokonywanych operacji. Na przykład firma Seiko podaje dopuszczalne zakresy napięć:

- 1.8 ÷ 5.5 V dla operacji odczytu,
- 2.5 ÷ 5.5 V dla operacji zapisu.

Wynika z tego, że prawidłowy zapis danych do pamięci wymaga nieco wyższego napięcia niż odczyt. Stosowanie zasilania 1.8 V dla układów Seiko dopuszczalne jest więc jedynie wówczas, gdy operacja zapisu nie jest przeprowadzana.

W tablicy 1 przedstawiono sposoby kodowania wartości minimalnego napięcia zasilania w oznaczeniach układów różnych producentów.

Uwaga: *Metoda oznaczania układów o napięciu zasilania 2.5 V przyjęta przez firmę SGS - Thomson może prowadzić do nieporozumień. Symbol ST25C02 może się kojarzyć z oznaczeniami wielu innych producentów (na przykład X25C02 - Xicor), gdzie przedrostkiem „25" opisywane są pamięci stosujące standard transmisji SPI, niekompatybilny z protokołem I²C używanym przez wymieniony układ Thomsona.*

Pobór prądu

Co ciekawe, pojemność pamięci nie ma żadnego wpływu na pobór prądu. Prądy potrzebne do zasilania układu pamięci wahają się natomiast dość znacznie w zależności od typu (producenta) układu. Wielki wpływ na chwilową wartość prądu zasilania ma fakt, czy pamięć jest w danej chwili w trakcie cyklu zapisu (największy pobór prądu), w trakcie odczytu, czy w stanie *standby*, co ma miejsce w czasie gdy po wygenerowaniu sygnału końca transmisji obie linie magistrali znajdują się w stanie wysokim. Jeśli pamięć jest aktywna (trwa transmisja danych do lub z pamięci), to wielkość pobieranego prądu silnie zależy od częstotliwości zegara SCL. Czym szybszy zegar tym większy prąd pobierany przez układ.

Typowe prądy zużywane przez nowoczesne układy pamięci EEPROM z dostępem szeregowym wynoszą 2 mA w stanie pracy i 2 uA w stanie *standby*. Wartości powyższe mają jednak wyłącznie charakter orientacyjny i konstruktor urządzenia, w którym wielkość prądu zasilania jest istotna, musi kierować się szczegółowymi danymi podawanymi przez producenta konkretnego układu.

Pojemność

Układy opisywane w artykule z „Serwisu Elektroniki" 2/96 i 3/96 łączyła jedna wspólna cecha. Adres wszystkich układów miał postać:

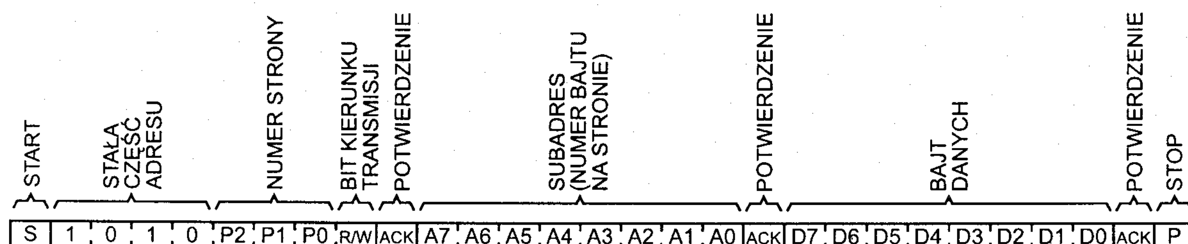
1 0 1 0 P3 P2 P1 R/W

Bity P3, P2 i P1 określały numer strony pamięci, przy czym dla układów o pojemności mniejszej niż osiem stron niektóre z tych bitów dobierane były przez konstruktora urządzenia poprzez odpowiednie podłączenie nóżek układu. Ośmiostronicowy obszar można było skonstruować w oparciu o jeden układ scalony (8 x 256 bajtów) lub przy użyciu większej liczby układów (o pojemności 1, 2 lub 4 x 256 bajtów).

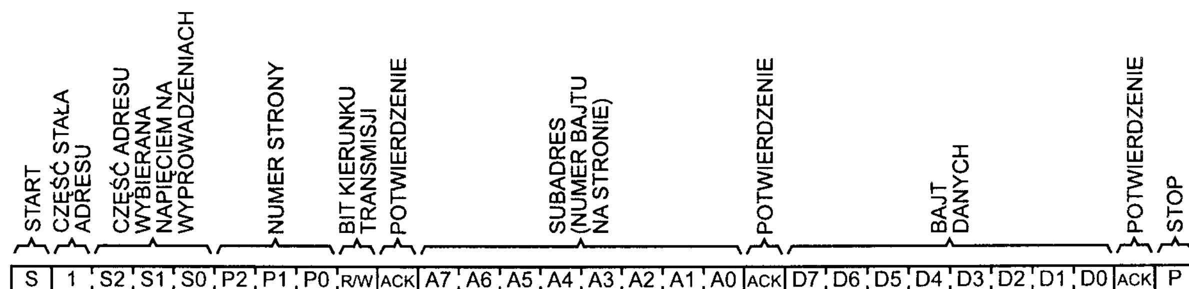
Po wygenerowaniu na magistrali I²C wyżej podanego adresu pamięci z trzybitowym numerem strony i bitem R/W (*read/write*) = 0, kolejny bajt transmisji był tzw. subadresem czyli numerem bajtu w obrębie strony. Dopiero kolejny bajt stanowił informację przeznaczoną do zapisania. Ilustruje to rysunek 1.

Przy tak sformułowanych założeniach, słuszne było zdanie ze wspomnianego artykułu: „Osiem stron, czyli 2048 bajtów to największa pamięć EEPROM jaką można podłączyć do wspólnej magistrali I²C". Pojawiająca się potrzeba stosowania pamięci większych zmusiła producentów do opracowania innych sposobów adresowania, dla których powyższe stwierdzenie nie jest już aktualne. Obecnie kilku producentów oferuje pojedyncze układy pamięci EEPROM o pojemnościach 16 i 32 stron (a więc 4096 i 8192 bajtów). Największą produkowaną pamięcią jest układ firmy SGS - Thomson typu ST24E256. Posiada on pojemność 256 kilobitów, czyli 32 kilobajtów czyli 128 stron!

Rozwój układów EEPROM idzie nie tylko w kierunku zwiększania pojemności pamięci. Niektórzy producenci oprócz pamięci „tradycyjnych" oferują także udoskonalone układy, w których można zapisać mniejszą liczbę bajtów. Przykładem mogą być pamięci X24C00 firmy Xicor, które mają pojemność zaledwie 16 bajtów.



Rys.1. Zapis pojedynczego bajtu do układu typu 24C16 - największej pamięci z „tradycyjnym" sposobem adresowania. Adres pojedynczej komórki pamięci określony jest jedenastoma bitami wchodzącymi w skład dwóch pierwszych bajtów transmisji.



Rys.2. Zapis pojedynczego bajtu do pamięci typu 24164.

Inne sposoby adresowania

Inne niż przedstawione na rysunku 1 sposoby adresowania wprowadzono aby umożliwić podłączenie do wspólnej magistrali pamięci większych niż 8 - stronicowe albo też uprościć adresowanie pamięci o bardzo małych pojemnościach. Zmiany sposobu adresowania dla pamięci większych, idą w dwóch kierunkach:

1. Rezygnacja z charakterystycznej dla pamięci EEPROM stałej części adresu „**1010....**" i dzięki temu rozwinięcie numeru strony o kilka dodatkowych bitów.
2. Tak zwane adresowanie rozszerzone (*extended addressing* albo XI²C) czyli pozostawienie pierwszego bajtu adresu bez zmian, za to zastosowanie dodatkowego dwubajtowego (zamiast jednobajtowego) subadresu.

Przykładem wykorzystania pierwszej metody adresowania są układy typu 24164 oferowane (z dodatkowymi literkami na początku lub w środku oznaczenia) przez firmy Atmel i Microchip, zaś przez firmę Xicor oznaczane jako X24165.

Układ typu 24164 jest pamięcią 8 - stronicową (a więc odpowiadająca pojemnością „tradycyjnemu" układowi typu 24C16), posiada jednak możliwość łączenia ośmiu układów do wspólnej magistrali. Sposób adresowania układu przedstawiono na rysunku 2. Jedynym stałym elementem adresu jest jedynka na początku pierwszego bajtu.

Układ 24164 może być użyty w zastępstwie „tradycyjnej" pamięci 24C16, pod warunkiem, że jego nóżki wyboru adresu zostaną podłączone w taki sposób, aby wymusić adres typowy dla układu 24C16 czyli rozpoczynający się sekwencją bitów „**1010....**".

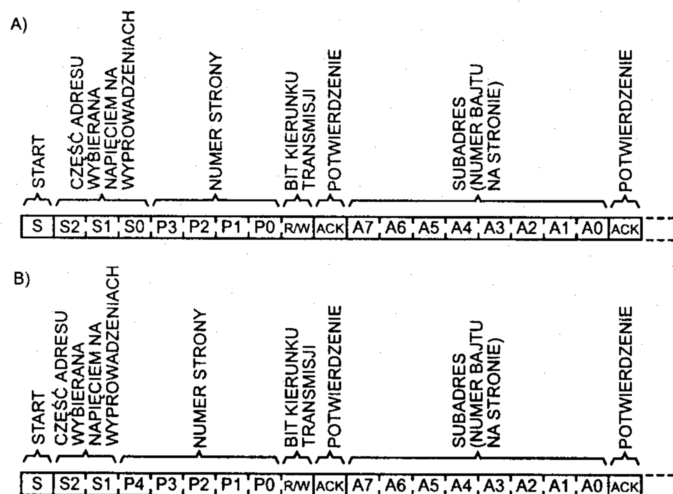
Kolejnym przykładem rozszerzenia adresu poprzez rezygnację, tym razem całkowitą, z „tradycyjnej" stałej sekwencji „**1010....**" są układy firmy Xicor typu X24325 i X24645. Sposób ich adresowania przedstawiono na rysunku 3. Są to odpowiednio pamięci 16 i 32 - stronicowe. Wykorzystując wszystkie możliwe kombinacje połączeń pinów wyboru adresu (nóżki 1,2 i 3 zwierane do masy lub do napięcia zsilania), można do wspólnej magistrali podłączyć osiem układów typu X24325 albo cztery układy typu X24645 uzyskując w obu przypadkach 128 stron pamięci EEPROM po 256 bajtów każda. Całkowity adres bajtu zajmuje wówczas wszystkie siedem bitów adresu i osiem bitów subadresu. Za pomocą dwóch bajtów nie ma więc możliwości zaadresować większej pamięci w sposób zgodny ze standardem I²C.

Warto zdawać sobie sprawę, że podłączenie 128 stron pamięci wyklucza jednoczesne dołączenie do tej samej magistrali I²C jakiegokolwiek innego układu. Dowolny bajt wygenerowany na linii SDA po sygnale startu będzie bowiem traktowany przez pamięć jako jeden z jej adresów. Będzie więc ona generowała sygnał potwierdzenia po dowolnym wysłanym adresie. Oczywiście podłączając mniejszą liczbę wymienionych układów pamięci można, ustawiając odpowiednio stan pinów S0 - S2 (nóżki 1, 2 i 3) wybrać adres w taki sposób aby nie kolidował on adresami innych układów podłączonych do szyny.

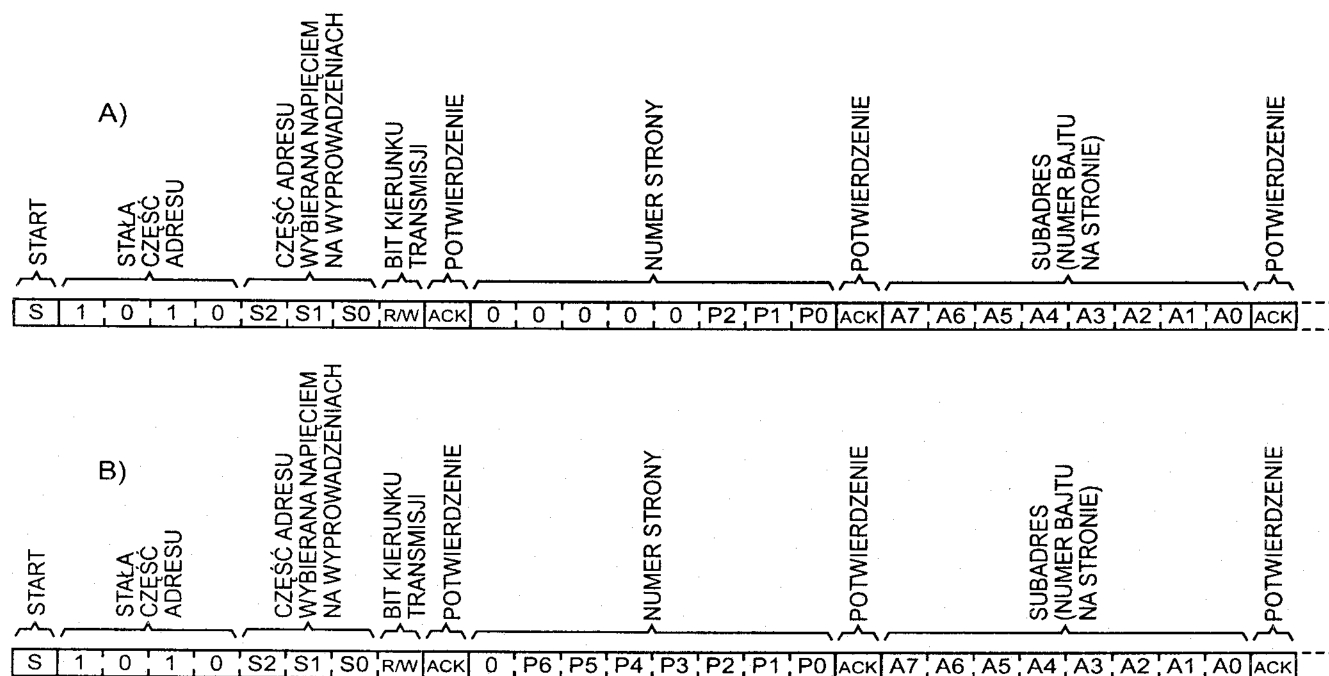
Druga wspomniana metoda adresowania (*extended addressing*) polega na zastosowaniu trzech bajtów adresowych: adresu układu oraz dwóch bajtów subadresu. Metoda ta znalazła zastosowanie w pamięciach produkowanych przez firmy Atmel (AT24C32, AT24C64), Microchip (24AA32, 24LC32), National Semiconductors (NM24C65) i SGS - Thomson (M24C32, M24C64, ST24E16, ST24E32, ST24E64, ST24E256). Są to układy o pojemnościach od ośmiu (ST24E16) do stu dwudziestu ośmiu stron (ST24E256).
Sposoby adresowania najmniejszej i największej z wymienionych pamięci przedstawiono na rysunku 4.

Wprowadzenie *extended addressing* pozwala na dołączanie znacznie większych pamięci EEPROM do wspólnej magistrali I²C. Trzeba jednak zdawać sobie sprawę, że ta metoda adresowania nie jest kompatybilna ze znaną dotychczas metodą przedstawioną na rysunku 1. Oznacza to, że w konkretnych urządzeniach:

- nie można podłączyć kilku mniejszych „tradycyjnych" pamięci tak aby zastępowały jeden nowy układ o większej pojemności,



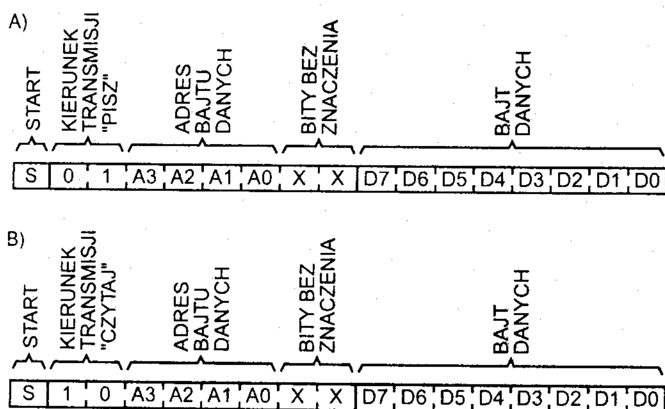
Rys.3. Sposób adresowania układów: A) X24325, B) X24645.



Rys.4. Sposób adresowania rozszerzonego (*extended addressing*) - przykłady:
A) dla układu ST24E16, B) dla układu ST24E256.

- nie można zastosować nowej, większej pamięci zamiast układu „tradycyjnego" o mniejszej pojemności.
- mimo podobnych oznaczeń i identycznej pojemności, w żadnym wypadku nie można wzajemnie zamieniać „tradycyjnego" układu ST24C16 i stosującego adresowanie rozszerzone układu ST24E16.

Podobna sytuacja ma miejsce przy wspomnianych wcześniej „małych" pamięciach typu X24C00. Są one całkowicie niekompatybilne z układami „tradycyjnymi". Metoda adresowania została zmieniona w taki sposób, że odczyt lub zapis pojedynczego bajtu wymaga poprzedzenia go tylko jednym bajtem adresowym (pojęcie „subadresu" w tym przypadku nie istnieje). Szczegóły wyjaśnia rysunek 5. W jednym cyklu można przekazać (odczytać lub zapisać) tylko jeden bajt. Warto zauważyć, że informacja o kierunku transmisji (czy ma nastąpić zapis czy odczyt) zakodowana jest na dwóch pierwszych bitach adresu, nie zaś na bicie ósmym, jak to ma miejsce dla układów I²C. Odczyt bajtu nie jest kwitowany bitem potwierdzenia, nie jest również generowany sygnał stopu. Tak więc mimo, że wyprowadzenia układu zgodne są z pamięciami „tradycyjnymi", odpowiednie linie opisane są jako SDA i SCL, układ X24C00 nie jest sterowany zgodnie z protokołem I²C.



Rys.5. Sposób adresowania układu X24C00:
A) zapis pojedynczego bajtu do pamięci,
B) odczyt bajtu.

Szybkość działania

Na szybkość działania pamięci mają wpływ trzy czynniki. Pierwszy to prędkość transmisji po magistrali przesyłającej dane czyli innymi słowy maksymalna częstotliwość zegara SCL. Większość układów z magistralą I²C ma jak wiadomo określoną maksymalną prędkość przesyłania danych sterujących równą 100 kilobitów na sekundę. Jednak niektóre układy pozwalają na szybszą transmisję danych zwykle do 400 kilobitów na sekundę. Są wśród nich niektóre nowsze typy pamięci EEPROM firm Atmel, Microchip, National Semiconductors, Seiko i SGS - Thomson. Każdy z wymienionych producentów zastrzega jednak, że częstotliwość zegara SCL przewyższająca 100 kHz może być stosowana wyłącznie w przypadku zasilania układu napięciem 5 V. Obniżenie napięcia zasilania wyklucza możliwość stosowania większej prędkości transmisji, a czasem nawet zmusza do stosowania niższej (na przykład 80 kilobitów na sekundę dla pamięci National Semiconductors).

Drugim czynnikiem decydującym o szybkości działania pamięci jest czas zapisu, a więc okres jaki musi upłynąć od momentu przekazania bajtu do pamięci do momentu, gdy pamięć jest gotowa do kolejnych operacji odczytu bądź zapisu. Wysiłki konstruktorów układów zmierzają do zredukowania tego czasu. Czas zapisu często podawany jest jako funkcja napięcia zasilającego, przy czym obniżanie napięcia wydłuża proces zapisu.

Absolutnym rekordzistą jeśli chodzi o czas zapisu jest wykonana w technologii ferroelektrycznej pamięć BR24CF16F firmy Rohm. Cykl zapisu trwa zero milisekund, co oznacza, że zapis jest równie szybki jak odczyt, a więc może przebiegać bez przerw pomiędzy bajtami. Spośród producentów zwykłych pamięci EEPROM najlepszy maksymalny czas zapisu równy 1 ms oferuje firma Microchip dla pamięci typu 24C01A, 24C02A i 24C04A oraz 2 ms dla większości pozostałych układów. Tylko dla starszych typów pamięci, czas zapisu przy zasilaniu napięciem 5 V może przekraczać 10 milisekund.

Ponieważ podawana przez producentów wartość gwarantowana czasu zapisu dotyczy skrajnie niekorzystnego przypadku, a rzeczywisty przeciętny cykl zapisu trwa o wiele krócej, niektóre rodzaje pamięci pozwalają mikrokontrolerowi na testowanie czy proces zapisu dobiegł końca. Testowanie polega na wysyłaniu adresu pamięci i sprawdzaniu bitu potwierdzenia (ang: *acknowledge polling*). Brak potwierdzenia oznacza, że proces zapisu jeszcze trwa. Zdolność do wygenerowania potwierdzenia oznacza gotowość pamięci do przyjmowania kolejnych danych. Właściwości takie posiada większość układów firm Atmel, Exel, Microchip, National Semiconductors, SGS - Thomson, Siemens i Xicor.

Uwaga: *Jeśli układ pamięci nie przewiduje procedury testowania końca zapisu, próba jej zastosowania może spowodować błąd w zapisie ostatnio przesłanych danych. Dzieje się tak na przykład przy stosowaniu pamięci Philipsa.*

Trzecim czynnikiem mającym wpływ na szybkość działania pamięci jest tzw. funkcja *page write* czyli możliwość przekazania do pamięci w jednym cyklu zapisu większej liczby bajtów niż jeden. Muszą to być jednak bajty zapisywane w jednym wspólnym przedziale pamięci. Strony pamięci podzielone są na pewną liczbę jednakowych przedziałów rozpoczynających się od adresu 00. Wielkość tych przedziałów (a jednocześnie maksymalna liczba bajtów ładowanych w jednym cyklu zapisu) zależy od typu pamięci. Szczegóły przedstawiono w tablicy 2.

Uwaga: *Zastosowanie pamięci pozwalających na transmisję danych z wyższą częstotliwością zegara albo pamięci z krótszym czasem zapisu bajtu, lub też z funkcją page write umożliwia tworzenie urządzeń pracujących szybciej. W gotowym urządzeniu, którego konstrukcja nie przewiduje korzystania z tych udogodnień, wymiana pamięci wolniejszej na szybszą nie spowoduje żadnego przyspieszenia pracy systemu.*

Liczba zapisów

W niektórych zastosowaniach ważnym parametrem jest liczba zapisów, jaka jest gwarantowana przez producenta dla każdego adresu pamięci. Jak wiadomo, liczba ta jest ograniczona, gdyż proces zapisu wiąże się ze zużywaniem warstwy izolacyjnej wiążącej ładunek elektryczny w komórce pamięci.

Tablica 2. Wielkości przedziałów pamięci, które mogą być zapisywane w jednym cyklu transmisji I^2C.

Typ pamięci	Producent	Wielkość przedziałów pamięci możliwych do zapisania w jednym cyklu transmisji [bajt]
ST24E256	SGS - Thomson	64
M24C32, M24C64, ST24E32, ST24E56	SGS - Thomson	32
X24165, X24325, X24645	Xicor	32
24AA04, 24AA08, 24AA16, 24LC04B, 24LC08B, 24LC16B, 24C08B	Microchip	16
AT24C04, AT24C08, AT24C16, AT24C164	Atmel	16
S-24C04A, S-24C08A, S-24C16A	Seiko	16
NM24C02L, NM24C04L, NM24C08L, NM24C16L	National Semiconductors	16
XL24C04, XL24C16	Exel	16
ST24C08, ST24C16, ST24E16	SGS - Thomson	16
S-24C01A, S-24C02A	Seiko	8
AT24C01A, AT24C21, AT24C02	Atmel	8
ST24C01, ST24C02, ST24C04	SGS - Thomson	8
24AA01, 24AA02, 24LC01B, 24LC02B, 24C04A, 85C92	Microchip	8
PCA8581, PCA8581C, PCF8582C-2, PCD8582D-2, PCF8582E-2, PCA8582F-2, PCF8594C-2, PCD8594D-2, PCF8594E-2, PCA8594F-2, PCF8598C-2, PCD8598D-2, PCF8598E-2, PCA8598F-2,	Philips	8
AT24C01	Atmel	4
XL24C01A, XL24C02	Exel	4
uPD6252, uPD6253, uPD6254	NEC	3*
24C01A, 24C02A, 85C72, 85C82	Microchip	2
PCF8582A	Philips	2*

* W przypadkach oznaczonych gwiazdką, pamięci nie mają określonych przedziałów - podana liczba bajtów zapisywanych w jednym cyklu może być umieszczona w dowolnym ciągłym obszarze pamięci.

Minimalna liczba zapisów gwarantowana przez każdego producenta wynosi 10 000. Jednak najlepsza pod tym względem firma Microchip gwarantuje 10 000 000 cykli zapisów dla pamięci 24AA01, 24LC01B, 24AA16, 24AA164 i 24LC164, zaś dla pozostałych oferowanych przez siebie układów EEPROM - 1 000 000 cykli. Tę ostatnią liczbę zapisów można uzyskać także stosując pamięci firm Atmel, National Semiconductors i SGS - Thomson.

Ponieważ osobiście najczęściej mam do czynienia z pamięciami Siemensa, chciałbym podzielić się następującym spostrzeżeniem. Producent gwarantuje 10 000 zapisów, co w porównaniu z innymi jest liczbą niewielką. Prawdopodobnie jest to jednak liczba bardzo zaniżona w stosunku do rzeczywistych możliwości ogromnej większości produkowanych przez tę firmę układów. Testy jakie przeprowadziłem na kilku sztukach układów wykazały, że uszkodzenie następowało pomiędzy 1 000 000 a 3 000 000 zapisem zer i jedynek ładowanych naprzemian pod ten sam adres.

Trwałość zapisanych danych

Na tym polu również Microchip wyprzedza konkurentów, gwarantując, że raz zapisane dane pozostaną w pamięci przez 200 lat. Atmel i Xicor określają trwałość zapisu na 100 lat, National Semiconductors i SGS - Thomson - na 40 lat. Żaden z producentów nie schodzi poniżej dziesięciu lat.

Odporność na warunki klimatyczne

Podobnie jak wiele typów układów scalonych, pamięci EEPROM oferowane są w kilku kategoriach klimatycznych, w zależności od planowanych zastosowań. Układy dla sprzętu powszechnego użytku (kategoria *commercial*) mogą zwykle pracować w temperaturach z zakresu 0 - 70°. Układy do zastosowań profesjonalnych (kategoria *industrial* albo *extended*) są przystosowane do zakresu temperatur -40 - 85°. Pamięci do urządzeń specjalnych (kategoria *military* albo *automotive*) powinny poprawnie pracować w temperaturze -55 - 125°. Jest więc z czego wybierać. Nie będę jednak wyszczególniał sposobów w jakie producenci oznaczają wyroby różnych kategorii, gdyż nie sądzę aby tak szczegółowa informacja zainteresowała Czytelników.

Kilka słów o wyprowadzeniach

Artykuł na temat pamięci EEPROM z „Serwisu Elektroniki" 2/96 i 3/96 opisywał w sposób wyczerpujący stosowaną przez producentów kolejność wyprowadzeń. Czytelnicy zapewne pamiętają, że układy pamięci EEPROM z magistralą I^2C oferowane są w obudowach ośmio - lub czternastonóżkowych. Te ostatnie są jednak coraz rzadsze, co jest zrozumiałe, zważywszy, że w obudowie czternastonóżkowej conajmniej sześć wyprowadzeń było niepotrzebnych.

Obudowy i kolejność wyprowadzeń nowych układów pamięci są takie same jak układów prezentowanych wcześniej. Wprowadzenie nowych metod adresowania nie wymaga stosowania żadnych dodatkowych pinów. W układach gdzie nie ma możliwości wyboru adresu, piny 1, 2 i 3 (mowa o obudowach ośmionóżkowych) pozostają najczęściej niewykorzystane. Wyprowadzenie 7 przeważnie jest używane do uaktywniania zabezpieczenia pamięci (lub części pamięci) przed zapisem. Podłączenie go do masy pozwala swobodnie zapisywać i odczytywać całą pamięć. Wyjątek stanowią układy Philipsa, gdzie zapis jest możliwy tylko wówczas, gdy nóżka 7 jest zwarta do zasilania lub pozostaje niepodłączona, zaś w przypadku pamięci PCF8582A oraz PCF8582B dla skutecznego zapisu wymagane jest dołączenie obwodu RC.

Firma Siemens, która produkowała pamięci z innym rozmieszczeniem wyprowadzeń (inne położenie nóżki masy w stosunku do układów wszystkich pozostałych producentów) wprowadziła niedawno na rynek układy, w których kolejność wyprowadzeń zgodna jest z ogólnie przyjętym standardem. Są one wyróżniane literką „**X**" w środku oznaczenia: SDA25**X**16, SDA25**X**26, SDA25**X**46 i SDA25**X**86.

Jeśli mowa o pamięciach Siemensa to chciałbym zasygnalizować, że zdarzają się przypadki, że w obudowach z oznaczeniem SDA2546 kryje się pamięć o dwukrotnie większej pojemności (cztery strony zamiast dwóch). Informację tę podaję nie po to aby układy SDA2546 kupować taniej i stosować je zamiast SDA2586. Byłoby to ryzykowne, gdyż nie ma gwarancji, że dodatkowe strony będą pracowały w 100% poprawnie. Należy to raczej traktować jako ostrzeżenie, gdyż można sobie wyobrazić urządzenie, w którym dodatkowe, nieplanowane strony pamięci EEPROM znajdą się w obszarze adresowym pamięci już istniejących. Takie nakładanie się adresów jest niedopuszczalne i niewątpliwie prowadziłoby do nieprawidłowej pracy urządzenia.

